

# Resum

L'objectiu d'aquest projecte és el disseny, control i implementació d'una font d'alimentació aïllada que parteix d'un bus de tensió contínua de 800 V per generar a la sortida una tensió contínua de 24 V i 3 A.

La topologia de convertidor CC/CC utilitzada és *Full-Bridge*, la qual utilitzarà una estratègia de commutació *Phase Shift*. El transformador d'aquest convertidor utilitza la tecnologia de transformadors planars (transformadors, els debanats dels quals es troben incorporats en la pròpia placa de circuit imprès). S'ha creat un circuit d'arrencada basat en el component comercial IXCP10M90S del fabricant IXYS, capaç de suportar l'elevada tensió d'entrada. El sistema de control està format per dos microcontroladors *Piccolo TMS320F28027* de *Texas Instruments*, els quals es comuniquen a través d'un bus SPI aïllat. Pel que fa al sistema de control, s'ha escollit un control en doble llaç, controlant tant el corrent que travessa la bobina de sortida, com la tensió en borns del condensador de la sortida.

Així, aquest document està estructurat en tres blocs principals:

- Estudi dels convertidors i teoria de funcionament del convertidor *Full-Bridge*.
- Disseny del convertidor i de tots els sistemes associats.
- Creació del prototip i anàlisi dels resultats.

La primera part és una introducció en el camp dels convertidors estàtics, on s'estudiaran les diferents topologies existents. A continuació s'aprofundirà en la topologia *Full-Bridge* utilitzada.

La segona part es centra en el disseny i simulació de la font. Per fer-ho es realitzaran simulacions del seu funcionament i es presentaran les alternatives i eleccions adoptades durant aquesta fase de disseny.

En l'última part, es dissenyaran les PCB del prototip de la font i es construirà, a fi de realitzar els assajos pertinents.

Finalment, s'ha comprovat que el prototip creat ha complert amb èxit les sol·licitacions demanades en el procés de disseny.





# Índex

<b>Resum</b>	<b>1</b>
<b>Glossari</b>	<b>9</b>
<b>Prefaci</b>	<b>11</b>
Origen del projecte . . . . .	11
Motivació . . . . .	11
<b>Introducció</b>	<b>13</b>
Objectius del projecte . . . . .	13
Abast del projecte . . . . .	13
<b>1  Requeriments tècnics de la font</b>	<b>15</b>
<b>2  Estat de l'art dels convertidors</b>	<b>17</b>
2.1  Introducció a les fonts commutades . . . . .	17
2.2  Convertidors CC/CC i tipologies existents . . . . .	19
2.3  Topologia escollida . . . . .	20
<b>3  Teoria del convertidor <i>Full-Bridge</i></b>	<b>21</b>
3.1  Introducció . . . . .	21
3.2  Variants del convertidor <i>Full Bridge</i> . . . . .	22
3.3  Funcionament en detall de la topologia <i>Center-tapped Full-Bridge Isolated Buck</i> . . . . .	24
3.3.1  Etapla 1 . . . . .	24
3.3.2  Etapla 2 . . . . .	25
3.3.3  Etapla 3 . . . . .	27

3.3.4	Etapa 4 . . . . .	27
3.4	Modes de funcionament . . . . .	28
3.4.1	Mode de funcionament continu (CCM) . . . . .	28
3.4.2	Mode de funcionament discontinu (DCM) . . . . .	30
3.5	Anàlisi comparatiu dels dos modes de funcionament . . . . .	32
3.6	Equacions característiques en MCC amb caigues de tensió . . . . .	33
3.6.1	Arrissat de corrent a la bobina . . . . .	33
<b>4</b>	<b>Estructura de la font</b>	<b>35</b>
4.1	Estructura general del sistema . . . . .	35
4.2	Procés d'arrencada . . . . .	36
<b>5</b>	<b>Simulacions</b>	<b>39</b>
5.1	Presentació del model de simulació del convertidor . . . . .	39
5.2	Resultats . . . . .	40
<b>6</b>	<b>Elecció del <i>Hardware</i></b>	<b>45</b>
6.1	Convertidor <i>Full-Bridge</i> . . . . .	45
6.2	Circuit dels <i>drivers</i> del convertidor <i>Full-Bridge</i> . . . . .	47
6.3	Circuit d'arrencada (o <i>Start-up</i> ) . . . . .	49
6.4	Microcontroladors . . . . .	50
6.5	Comunicació entre els microcontroladors . . . . .	51
6.6	Fonts d'alimentació auxiliars . . . . .	53
6.7	Circuits condicionadors dels senyals d'entrada als microcontroladors . . . . .	57
6.7.1	Mesura de la tensió de sortida . . . . .	58
6.7.2	Mesura del corrent que travessa la bobina . . . . .	60
6.8	Proteccions . . . . .	62
6.8.1	Proteccions contra sobretensions . . . . .	62
6.8.2	Proteccions contra sobrecorrents . . . . .	62
<b>7</b>	<b>Programació dels microcontroladors</b>	<b>65</b>
7.1	Implementació dels algorismes de control . . . . .	65
7.2	Configuració del mòdul ADC . . . . .	66
7.3	Implementació del controlador PI . . . . .	68
7.4	Configuració del mòdul SPI . . . . .	69
7.5	Configuració del mòdul PWM/HRPWM . . . . .	70

Disseny i implementació d'una font commutada CC/CC d'elevada tensió d'entrada per alimentar equips elèctrics industrials	5
<b>8 Implementació del prototip</b>	<b>73</b>
8.1 Estructuració del prototip . . . . .	73
8.2 Disseny de les PCB . . . . .	74
<b>9 Resultats experimentals</b>	<b>77</b>
9.1 Prototip final . . . . .	77
9.2 Banc de proves . . . . .	77
9.3 Resultats . . . . .	78
9.3.1 Tensió de sortida . . . . .	78
9.3.2 Senyals de porta dels transistors . . . . .	79
9.3.3 Senyals de tensió del transformador de potència . . . . .	79
9.3.4 Aïllament entre l'entrada i la sortida . . . . .	79
9.3.5 Rendiment de la font . . . . .	80
<b>10 Estudi econòmic</b>	<b>83</b>
10.1 Recursos humans . . . . .	83
10.2 Recursos materials . . . . .	83
10.3 Recursos de I+D . . . . .	84
10.4 Cost total del projecte . . . . .	85
<b>11 Impacte mediambiental</b>	<b>87</b>
11.1 Directiva RoHS . . . . .	87
11.2 El desmantellament i el reciclatge . . . . .	88
11.3 Anàlisi de l'Impacte Ambiental del projecte . . . . .	88
<b>Conclusions i línies futures</b>	<b>91</b>
Tasques realitzades i conclusions . . . . .	91
Possibles línies futures . . . . .	91
<b>Agraïments</b>	<b>93</b>
<b>Bibliografia</b>	<b>96</b>

<b>A</b>	<b>Estudi de les topologies de convertidor CC/CC</b>	<b>97</b>
A.1	Buck . . . . .	97
A.2	Boost . . . . .	98
A.3	Buck-Boost . . . . .	98
A.4	Cuk . . . . .	98
A.5	SEPIC . . . . .	99
A.6	Flyback . . . . .	100
A.7	Forward . . . . .	101
A.8	Push-Pull . . . . .	101
A.9	Half-Bridge . . . . .	102
A.10	Full-Bridge . . . . .	103
<b>B</b>	<b>Formes d'ona característiques del convertidor <i>Full Bridge</i> ideal</b>	<b>105</b>
B.1	Formes d'ona del control . . . . .	105
B.2	Formes d'ona dels elements del convertidor <i>Full-Bridge</i> ideal . . . . .	106
B.2.1	$v_p(t)$ . . . . .	106
B.2.2	$i_p(t)$ . . . . .	106
B.2.3	$v_{Q1}(t)$ . . . . .	107
B.2.4	$i_{Q1}(t)$ . . . . .	107
B.2.5	$v_{Q2}(t)$ . . . . .	108
B.2.6	$i_{Q2}(t)$ . . . . .	109
B.2.7	$v_{Q3}(t)$ . . . . .	110
B.2.8	$i_{Q3}(t)$ . . . . .	111
B.2.9	$v_{Q4}(t)$ . . . . .	112
B.2.10	$i_{Q4}(t)$ . . . . .	113
B.2.11	$v_{s1}(t)$ i $v_{s2}(t)$ . . . . .	114
B.2.12	$v_s(t)$ . . . . .	115
B.2.13	$v_{D5}(t)$ . . . . .	115
B.2.14	$i_{D5}(t)$ . . . . .	116
B.2.15	$v_{D6}(t)$ . . . . .	117
B.2.16	$i_{D6}(t)$ . . . . .	117
B.2.17	$v_L(t)$ . . . . .	118
B.2.18	$i_L(t)$ . . . . .	119
B.2.19	$i_C(t)$ . . . . .	120

<b>C Disseny del convertidor <i>Full-Bridge</i></b>	<b>121</b>
<b>D Disseny del transformador planar</b>	<b>125</b>
D.1 Elecció del material ferromagnètic . . . . .	125
D.2 Elecció de la forma i dimensions del nucli . . . . .	126
D.3 Càlcul de la densitat de flux màxima . . . . .	126
D.4 Determinació de les restriccions tecnològiques . . . . .	127
D.5 Càlcul de l'efecte pel·licular . . . . .	128
D.6 Càlcul de les pèrdues . . . . .	128
D.6.1 Pèrdues al coure . . . . .	129
D.6.2 Pèrdues al nucli . . . . .	130
D.6.3 Pèrdues totals . . . . .	130
D.7 Càlcul de la inductància magnetitzant . . . . .	130
<b>E Pèrdues dels semiconductors i càlcul de dissipadors</b>	<b>133</b>
E.1 Introducció als transistors MOSFET . . . . .	133
E.2 Càlcul de les pèrdues . . . . .	134
E.3 Càlcul del Dissipador . . . . .	137
<b>F Comunicacions entre microprocessadors</b>	<b>141</b>
F.1 Bus <i>SCI</i> . . . . .	141
F.2 Bus <i>SPI</i> . . . . .	142
F.3 Bus <i>I<sup>2</sup>C</i> . . . . .	143
<b>G Sintonització dels controladors PI</b>	<b>147</b>
G.1 Introducció als Controladors PI . . . . .	147
G.1.1 Controlador Proporcional (P) . . . . .	147
G.1.2 Controlador Integral (I) . . . . .	147
G.1.3 Efecte de la variació dels paràmetres en un controlador PI . . . . .	148
G.2 Disseny dels paràmetres del controlador . . . . .	149
G.2.1 Disseny del controlador del llaç de corrent . . . . .	149
G.2.2 Disseny del controlador del llaç de tensió . . . . .	151
<b>H Esquemes de les PCB</b>	<b>155</b>



# Glossari

## Símbols

$\Delta I_L$	Arrissat del corrent de la bobina
$\Delta V_o$	Arrissat de la tensió de sortida del convertidor
$\mu C1$	Microcontrolador de la banda d'entrada
$\mu C2$	Microcontrolador de la banda de sortida
$I_o$	Corrent de sortida del convertidor
$V_i$	Tensió d'entrada del convertidor
$V_o$	Tensió de sortida del convertidor
CC/CC	Corrent continu a Corrent continu
D	Cicle de treball
f	Freqüència de commutació
RAEE	Residus d'Aparells Electrònics i Elèctrics
T	Període de commutació

## Acrònims

$I^2C$	<i>Inter-Integrated Circuit</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
CA	Corrent altern
CC	Corrent continu
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
GPIO	<i>General-Purpose Input/Output</i>
HRPWM	<i>High Resolution Pulse-Width Modulation</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>

JTAG	<i>Joint Test Action Group</i>
LED	<i>Light-Emitting Diode</i>
MCC	Mode de Conducció Contínua
MCD	Mode de Conducció Discontínua
MCU	<i>Microcontroller Unit</i>
MOSFET	<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>
PI	Controlador Proporcional-Integral
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
RAM	<i>Random-Access Memory</i>
RoHS	<i>Restriction of Hazardous Substances</i>
SCI	<i>Serial Communication Interface</i>
SEPIC	<i>Single-Ended Primary-Inductor Converter</i>
SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppressors</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>



# Prefaci

## Origen del projecte

Fins ara, els equips destinats a la gestió de l'energia elèctrica han estat alimentats a partir de fonts externes al propi equip, les quals encareixen el sistema.

Aquestes fonts d'alimentació habitualment transformen l'energia elèctrica provinent de la xarxa per subministrar la tensió necessària als diferents components electrònics que formen el sistema. Donat que les fonts són elements externs a l'equip, es fa necessari l'ús de conductors i la disponibilitat d'un punt d'accés a tensió de xarxa. Això implica l'addició de més elements a l'equip, fent augmentar el cost i el volum de tot el conjunt.

A més, aquestes fonts auxiliars acostumen a estar formades per una etapa de rectificació, que transforma la tensió alterna monofàsica o trifàsica de la xarxa en tensió continua. El procés de rectificació genera pèrdues i distorsiona el senyal de xarxa a causa del consum de corrents no sinusoidals. Això implica que sigui necessari que utilitzin mètodes de reducció de la generació d'harmònics i l'ús de filtres.

## Motivació

Fruit d'aquest problema ha sorgit la necessitat de desenvolupar una font d'alimentació que parteixi únicament de tensions del propi equip, fent possible que el propi equip s'autoalimenta, evitant haver de disposar de fonts auxiliars externs i un punt d'accés a xarxa addicional.

Així doncs, es vol aprofitar la tensió del bus de contínua present en els convertidors CC/CA de potència per transformar-la a tot el rang de tensions necessàries per l'electrònica del propi convertidor.

Tot això permetrà la realització d'un equip d'electrònica de potència compacte, autosuficient i que parteixi del propi bus de l'equip.



# Introducció

## Objectius del projecte

L'objectiu del projecte és dissenyar una font d'alimentació commutada CC/CC que transformi una elevada tensió continua d'entrada en un valor de tensió més reduït, per ser utilitzat per alimentar dispositius electrònics.

Un objectiu secundari és dissenyar la font de manera modular. Es pretén aconseguir un equip versàtil, on els diferents elements puguin ser intercanviats per afegir o modificar les funcionalitats que incorpora.

## Abast del projecte

En aquest projecte es realitzaran totes les etapes de disseny i implementació d'una font d'alimentació commutada: des de l'estudi teòric inicial dels convertidors, fins a la construcció i verificació d'un prototip. A fi de portar a bon port els objectius proposats, es desenvoluparan els següents punts clau:

- Realitzar un estudi de les diferents topologies de convertidors (estat de l'art) i escollir-ne la més adequada per a l'aplicació.
- Estudiar en profunditat la topologia seleccionada.
- Dissenyar el convertidor per assolir les especificacions tècniques exigides.
- Simular del comportament del sistema complet i comprovació de la viabilitat del projecte.
- Dissenyar la font d'alimentació utilitzant programari de CAD elèctric per generar el prototip.
- Construir la placa de circuit imprès i realitzar l'assemblatge dels components elèctrics.
- Programar els microcontroladors per tal de realitzar el control de la font.
- Dur a terme proves experimentals per a comprovar el correcte funcionament de la font implementada.



## Capítol 1

# Requeriments tècnics de la font

En la primera etapa del projecte es va definir dissenyar una font d'alimentació que tingués com a entrada d'energia la tensió provinent d'un bus de continua d'elevada tensió. Aquest tipus de busos són comuns en els equips d'electrònica de potència basats en convertidors inversors (els quals transformen tensió de corrent continu en tensió de corrent altern). Per aquesta aplicació en concret, el bus de contínua tindrà una tensió propera als **800 V**.

L'elecció de la tensió de sortida ha de ser una tensió estàndard: les tensions en corrent continu més utilitzades actualment en electrònica són 24 V,  $\pm 15$  V,  $\pm 12$  V, 5 V i 3,3 V. De totes aquestes, la opció "24 V" és la tensió més elevada de totes elles, fent possible connectar una altra font en cascada a la sortida per reduir els 24 V fins aconseguir la resta de tensions. Per aquest motiu s'escull definir la sortida de tensió d'aquesta font a 24 V. L'arribat màxim de tensió de la sortida serà de  $\pm 0,1$  V.

A més, aquesta tensió de sortida ha d'estar **aïllada** respecte la tensió de bus, és a dir, que no han de compartir la referència elèctrica (en anglès, *Ground*). La raó és que usualment les fonts de tensió acostumen a utilitzar-se per generar tensions diferencials no referenciades. D'aquesta manera, al ser tensions "flotants", la font es pot connectar a qualsevol punt del circuit sense tenir en compte la seva referència. En cas que no fos aïllada i es volgués connectar a un punt qualsevol, existiria un cert risc de produir un curtcircuit entre referències. Així, es defineix que la font presenti un aïllament entre l'entrada i la sortida de com a mínim 500 V, la qual és una tensió suficient per a les aplicacions on serà usada.

La tensió de sortida que ha de generar la font és un valor de **24 V**, amb un arribat de tensió tant reduït com sigui possible, per obtenir una tensió estable i constant.

La potència màxima que ha de poder subministrar la font és de **70 W**. Tot i que per a la aplicació per a la que s'utilitzarà únicament calen 30 W, s'ha decidit ampliar el rang de potència màxima per poder aprofitar la font per altres projectes.

A causa de la pròpia naturalesa de les fonts d'alimentació, les quals s'utilitzen com a elements auxiliars, és important que es redueixi al màxim el **volum** de la placa de circuit imprès i el **cost** en l'escandall de components.

Es desitja que la font d'alimentació sigui dissenyada de forma **genèrica**, per tal de poder ser reaprofitada en altres projectes sense haver de fer cap canvi important en la seva

estructura. També es vol que sigui un sistema **modular**, on sigui possible canviar fàcilment les plaques de circuit imprès per facilitar les reparacions o per col·locar mòduls amb modificacions del disseny bàsic.

Com a resum de les especificacions i requeriments tècnics es presenta la següent llista:

- Entrada provinent d'un bus de contínua format per condensadors.
- Rang de tensió d'entrada entre 450 V i 850 V.
- Tensió de sortida de  $24 \pm 0,1$  V.
- Aïllament entre l'entrada i la sortida de la font, de com a mínim 500 V.
- Potència de sortida de 70 W.
- Volum i cost reduïts.
- Disseny de propòsit general i amb modularitat.

## Capítol 2

# Estat de l'art dels convertidors

### 2.1 Introducció a les fonts commutades

Les fonts commutades són aquells sistemes d'alimentació els components actius dels quals treballen en règim de commutació, generant senyals variables en el temps. Un transistor és un component electrònic semiconductor encarregat de regular el corrent a través d'ell, operant entre els estats de tall o saturació. Es fan treballar com a interruptors estàtics, és a dir, que no hi ha elements mòbils com en els relés. D'aquesta forma, el corrent circula a través del dispositiu en forma de polsos, en comptes de circular com un flux de corrent ininterromput.

Aquest tipus de fonts van ser desenvolupades inicialment per aplicacions militars i aeroespacials en els anys 60, per ser inacceptable el pes i volum de les existents "fonts lineals". Abans de la seva invenció, s'utilitzaven les "fonts lineals de tensió", les quals regulaven la tensió de sortida mitjançant un transistor que operava en la regió lineal. És per aquest motiu que tenien un rendiment tant baix.

Les fonts commutades utilitzen altes freqüències de commutació, la qual cosa permet una compactació i lleugeresa de pes en la font. L'element principal en pes i cost són els elements inductius (bobines i transformadors). Si aquests treballen amb senyals d'elevada freqüència, la quantitat de material magnètic necessari al nucli ferromagnètic es redueix considerablement.

A continuació es presenten els avantatges i inconvenients de les fonts commutades respecte les fonts lineals.

#### **Avantatges:**

El principal avantatge de les fonts commutades és el seu rendiment més elevat respecte a les fonts lineals. Quan el transistor està en mode tall, no circula corrent a través seu, i així no dissipa potència; quan està en mode saturació, la seva caiguda de tensió és molt petita i així únicament dissipa una ínfima quantitat de potència.

- L'eficiència de les fonts commutades està compresa entre el 70 i el 93%, comparat amb el rendiment del 30 i 60% de les fonts lineals.

- Segons la topologia usada, es pot obtenir una tensió de sortida superior a la d'entrada.
- El volum d'una font commutada és molt menor que el d'una lineal per una mateixa potència de sortida.
- Es poden aconseguir múltiples tensions de sortida, de diferent polaritat i/o diferents nivells de tensió, a partir d'un únic convertidor.
- Les sortides poden estar aïllades de l'entrada.

### Inconvenients:

L'inconvenient més important és la seva major complexitat de disseny respecte les fonts lineals, ja que no estan formades per un únic encapsulat que conté tots els components.

- Major complexitat de disseny.
- Generació de senyals d'interferència de radiofreqüència (EMI), que provoquen distorsions electromagnètiques a la resta de components del sistema. Aquestes interferències provenen de la commutació dels transistors.
- Menor velocitat de resposta per abruptes variacions de la càrrega.
- Tenen un arissat de tensió a la sortida.

Un cop explicades les diferències principals entre fonts lineals i commutades, ara s'explicarà el concepte de convertidor estàtic. Un convertidor estàtic és un circuit elèctric, la finalitat del qual és transformar les propietats (forma, amplitud i freqüència) de l'energia elèctrica. Així doncs, una font commutada és un cas particular d'un tipus de convertidor estàtic.

Existeixen moltes varietats de convertidors estàtics. Es poden classificar com:

- **Convertidors CA/CC:** També anomenats **Rectificadors**. Obtenen tensió de corrent continu (CC) a partir de tensió de corrent altern (CA). La tensió de sortida pot ser variable o fixa.
- **Convertidors CC/CA:** També anomenats **Onduladors** o **Inversors**. Converteixen tensió CC en CA, d'amplitud i freqüència variables.
- **Convertidors CC-CC:** També anomenats **Trossejadors** o **Choppers**. Modifiquen la tensió que rep una càrrega de CC alimentada amb CC.
- **Convertidors CA-CA:** Modifiquen la tensió (**Reguladors per angle de fase**) o la freqüència (**Cicloconvertidors**), que rep una càrrega de CA alimentada amb CA.

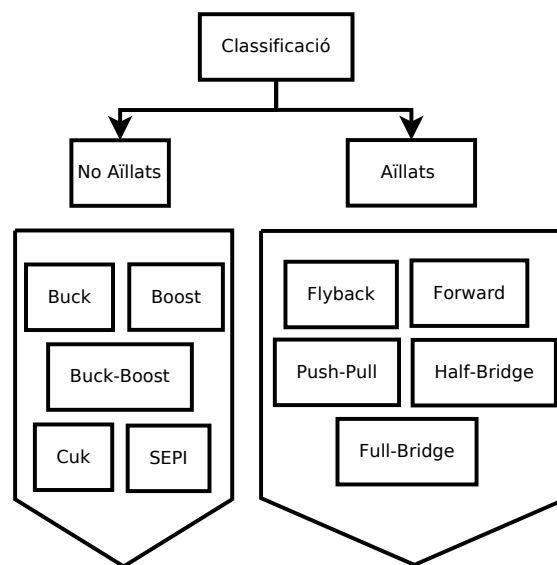
L'objectiu d'aquest projecte és crear una font d'alimentació commutada basada en un convertidor de tipus CC/CC .



## 2.2 Convertidors CC/CC i tipologies existents

Els convertidors CC/CC [1] són circuits que transformen una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua i regulada.

Les topologies d'aquests tipus es poden classificar en dos subgrups, segons si presenten o no aïllament galvànic entre l'entrada i la sortida. La Figura 2.1 mostra un esquema de les diferents topologies CC/CC existents.



**Figura 2.1:** Classificació de les topologies de convertidor CC/CC

En la cerca de l'estructura més apropiada pel convertidor s'ha començat per analitzar les topologies de convertidors CC/CC commutats existents. A l'Annex A es pot trobar un estudi de les diferents topologies, on es mostra el seu esquema elèctric ideal, així com s'expliquen les principals característiques.

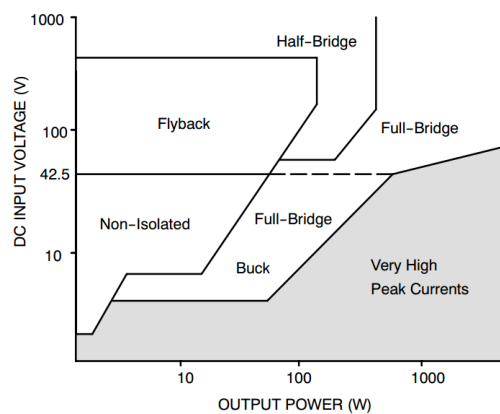
Cal recordar que les especificacions del projecte (comentades al Capítol 1) exigeixen que el convertidor de la font presenti aïllament entre l'entrada i la sortida. Així, les topologies viables per aquest projecte seran únicament: *Flyback*, *Forward*, *Push-Pull*, *Half-Bridge* i *Full-Bridge*.

A la Taula 2.1 es pot observar un resum comparatiu de les característiques de les diferents topologies, de manera quantitativa.

A la Figura 2.2 es pot veure una gràfica on es comparen les topologies aïllades més utilitzades actualment.

Topologia	Potència Sortida [W]	Marge Tensió Entrada [V]	Aïllament	Eficiència Típica [%]
<i>Buck</i>	0-1000	5-1000	No	75
<i>Boost</i>	0-150	5-600	No	78
<i>Buck-Boost</i>	0-150	5-600	No	78
<i>Half-Forward</i>	0-250	5-500	Sí	75
<i>Flyback</i>	0-150	5-600	Sí	78
<i>Push-Pull</i>	100-1000	50-1000	Sí	72
<i>Half-Bridge</i>	100-500	50-1000	Sí	72
<i>Full-Bridge</i>	400-2000+	50-1000	Sí	69

**Taula 2.1:** Taula comparativa de les topologies de convertidors CC-CC. Font: [2, p. 29]



**Figura 2.2:** Comparativa de les fonts d'alimentació segons tensió d'entrada i potència de sortida. Font: [3, p. 9]

Com es pot veure als dos elements anteriorment citats, les topologies més adequades per aquesta aplicació són *Half-Bridge* i *Full-Bridge*, ja que són les estructures de convertidor més recomanades a l'hora d'operar amb tensions elevades properes als 1000 V.

## 2.3 Topologia escollida

A partir de l'estudi de totes les opcions presentades anteriorment, s'ha decidit optar per l'ús de la topologia de **convertidor *Full-Bridge***. Els motius pels quals ha estat escollida són:

- Segons la taula 2.1, és de les topologies que poden suportar major tensió d'entrada.
- Genera una arribada de tensió a la sortida de menor amplitud que la resta de topologies; i d'una freqüència superior a la resta, fent que sigui més fàcil de filtrar.
- Presenta aïllament entre l'entrada i la sortida.

## Capítol 3

# Teoria del convertidor *Full-Bridge*

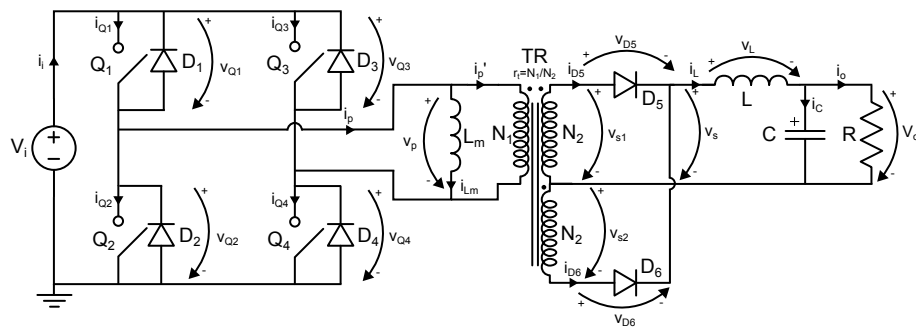
### 3.1 Introducció

L'estructura de convertidor *Full-Bridge* és una topologia de convertidor que transforma una tensió contínua elevada en una tensió contínua de valor més petit. Aquest tipus de convertidor proporciona aïllament galvànic entre l'entrada i la sortida mitjançant un transformador.

Els convertidors *Full-Bridge* són molt utilitzats en les aplicacions on es requereixen altes potències de sortida (més de 500 W fins 2 kW), ja que les tensions i els corrents que suporten els seus components són menors que en la resta de topologies per una mateixa potència de sortida. També són utilitzats en aplicacions amb gran tensió d'entrada.

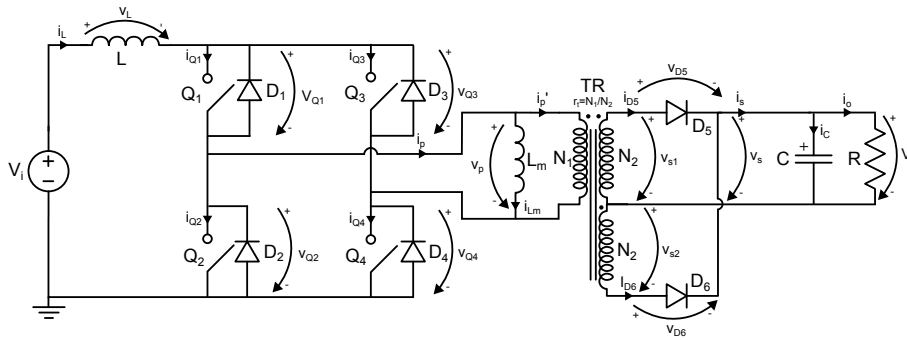
Existeixen dos tipus de convertidors *Full-Bridge*: la topologia basada en el convertidor *Buck*, i la basada en el convertidor *Boost*.

L'esquema elèctric de la tipologia *Full-Bridge Isolated Buck* es mostra a la Figura 3.1 mentre que la tipologia *Full-Bridge Isolated Boost* es presenta a la Figura 3.2.



**Figura 3.1:** Esquema detallat de la topologia *Full Bridge Isolated Buck*.

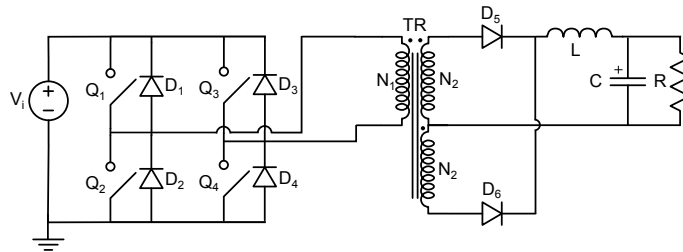
En aquesta aplicació serà necessari convertir 800 V en 24 V. Per aquest motiu, l'estructura escollida serà la varietat basada en el convertidor *Buck*, ja que és l'estructura que permet obtenir una tensió menor de sortida respecte de la d'entrada. Les anàlisis que es mostren en aquest capítol es centraran en aquest tipus.



**Figura 3.2:** Esquema detallat de la topologia *Full Bridge Isolated Boost*.

### 3.2 Variants del convertidor *Full Bridge*

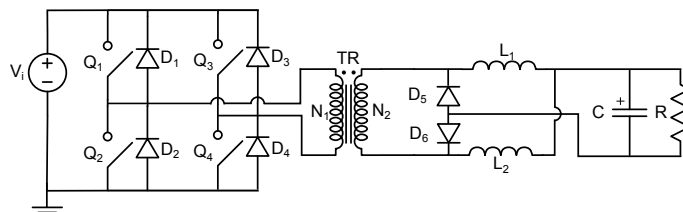
La topologia vista fins ara ha estat l'anomenada *Center-tapped Full-Bridge Isolated Buck*. Es basa, com s'ha vist, en utilitzar un transformador amb el secundari partit en dos debanats, de manera que es pugui accedir al punt mig. El seu esquema es mostra a la Figura 3.3.



**Figura 3.3:** Esquema elèctric de la variant *Center-tapped Full Bridge*.

L'inconvenient que té aquesta variant és precisament la dificultat constructiva d'aquest transformador. No tots els tipus de transformador poden disposar dd'accès al punt mig dels debanats i això provoca un encariment del component, per culpa de la dificultat tècnica que presenta.

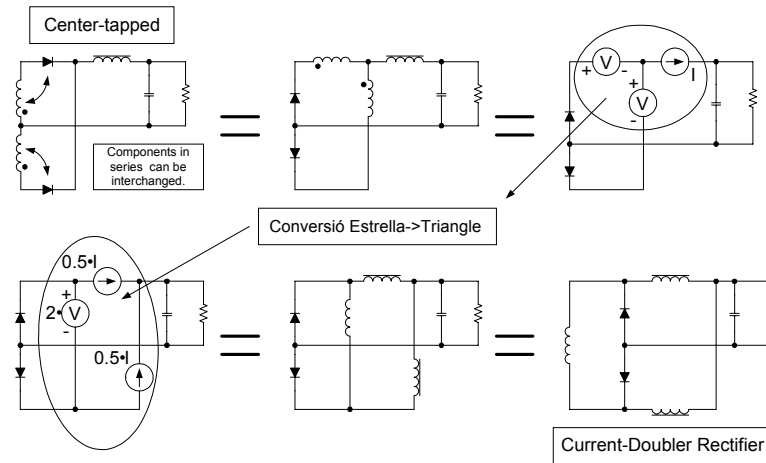
Existeix una altre variant de la topologia *Full-Bridge Isolated Buck* anomenada *Current-Doubler Rectifier Full-Bridge Isolated Buck*, la qual no requereix un debanat secundari partit a expenses d'afegir un altre element inductiu i augmentar la complexitat del sistema. La Figura 3.4 mostra l'esquema d'aquesta variant.



**Figura 3.4:** Esquema elèctric de la variant *Current-Doubler Rectifier Full Bridge*.

El *Current-Doubler Rectifier* deriva del rectificador d'ona completa usant simples trans-

formacions d'aquest circuit. La Figura 3.5 mostra els passos de la transformació de rectificador d'ona completa a rectificador *Current-Doubler*.



**Figura 3.5:** Transformacions teòriques per l'obtenció de la estructura *Current-Doubler Rectifier Full-Bridge Isolated Buck*.

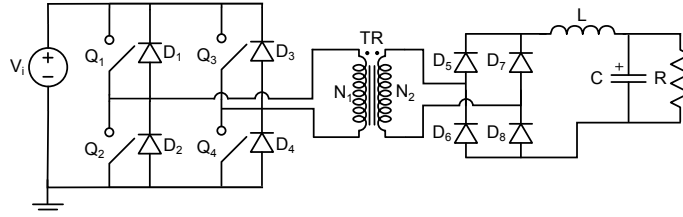
En el primer pas, s'intercanvien les posicions dels debanats secundaris del transformador i dels seus respectius díodes. És possible fer aquest intercanvi perquè ambdós components es troben connectats en sèrie. En el segon pas, es substitueixen els debanats del transformador i la bobina de sortida pels seus models equivalents de font de tensió i font de corrent, respectivament. Aquestes fonts estan connectades en connexió "estrella", les quals poder convertir-se en una connexió en triangle equivalent. Un cop produïda la conversió estrella-triangle, les fonts de tensió i corrent tornen a transformar-se en els elements físics que representaven (dabanats de transformador i una bobina). El circuit resultant és el rectificador *Current-Doubler*.

Els avantatges d'aquest circuit respecte l'altre no són obvis. La millora que s'aconsegueix és que el corrent que travessa el secundari del transformador es redueix, i el fet de tenir dues bobines en comptes d'una permet repartir entre els dos components la calor generada per efecte *Joule*. A més, els arrissats de corrent en les dues bobines estan desfasats i es cancel·len parcialment entre ells, aconseguint que l'amplada de l'arissat sigui menor i la seva freqüència s'incrementi, permetent inductors més petits.

Una altra alternativa per evitar la necessitat d'una connexió intermèdia del debanat secundari és utilitzar un rectificador de pont complet no controlat, format per un pont de *Graetz* de díodes. Aquesta variant s'anomena *Full-Wave Full-Bridge Isolated Buck*. La Figura 3.6 en mostra l'esquema.

Aquesta alternativa permet utilitzar un transformador d'un únic debanat de sortida, a canvi d'haver d'afegir dos díodes més al circuit. Tot i això, el cost d'aquests díodes és més baix que un transformador de debanat secundari partit.

Finalment, fruit de l'anàlisi de les diverses variants, s'ha escollit utilitzar la topologia *Center-tapped Full-Bridge Isolated Buck*. La raó és perquè en aquest projecte s'utilitzarà la tecnologia de transformadors planars, la qual permet dissenyar-lo de forma totalment



**Figura 3.6:** Esquema elèctric de la variant de *Full-Wave Full-Bridge Isolated Buck*.

enfocada a aquesta aplicació. Per tant, es té la total disponibilitat de crear el transformador amb qualsevol estructura dels debanats.

### 3.3 Funcionament en detall de la topologia *Center-tapped Full-Bridge Isolated Buck*

Per fer l'estudi de cada etapa d'operació per separat, es partirà de les següents hipòtesis:

- L'anàlisi es realitzarà considerant règim permanent o estat estacionari de funcionament del convertidor. Per tant, tensions i corrents seran ones periòdiques.
- La tensió de sortida  $V_o$  estarà lliure d'ondulació (*ripple*, en anglès). Es suposa que la freqüència de commutació és major que la constant de temps de descàrrega del condensador, o dit d'una altra manera, que el condensador és suficientment gran com per considerar  $V_o$  constant.
- Els transistors i els elements passius seran ideals. Significa que es menysprea la caiguda de tensió sobre els dispositius semiconductors i no existeixen pèrdues de potència en la commutació dels transistors ni pèrdues de potència en els elements passius.

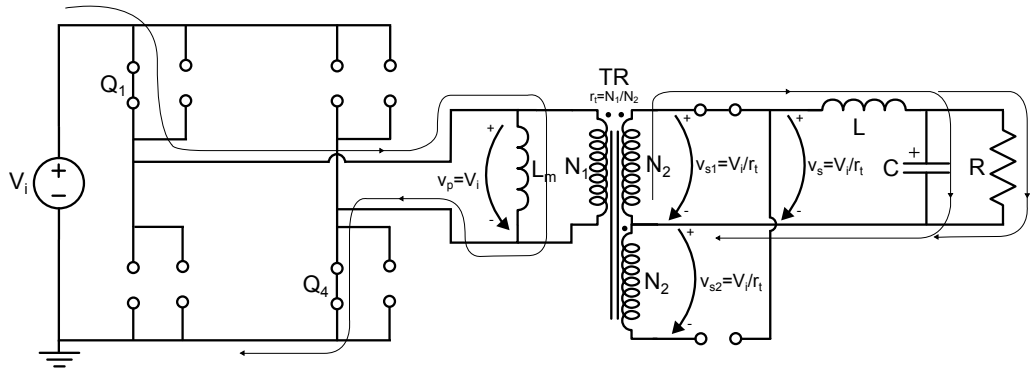
A continuació s'explicaran detalladament cadascuna de les etapes en les que es divideix un període de commutació d'un convertidor *Full-Bridge* ideal.

#### 3.3.1 Etapa 1

L'esquema conceptual de l'etapa 1 es pot veure a la Figura 3.7.

Aquest mode és desenvolupa entre  $0 < t \leq D \cdot T$ , on  $D$  és el cicle de treball, que es correspon a la relació entre el temps que es troba en conducció cadascun dels transistors respecte el període de commutació  $T = 1/f$ , és a dir,  $D = \frac{t_{on}}{T}$ .

Es tanquen els transistors  $Q_1$  i  $Q_4$ , passant de l'estat de tall a l'estat de conducció. Al tancar-se, la tensió que veurà el primari del transformador a partir d'ara serà  $V_i$ . A causa de la inductància magnetitzant del transformador ( $L_m$ ), el corrent que travessa la inductància magnetitzant anirà augmentant en forma de rampa amb un pendent de  $\frac{V_i}{L_m}$ .



**Figura 3.7:** Esquema conceptual de l'Etapa 1.

En els debanats del secundari partit del transformador (els quals tenen el mateix número de voltes  $N_2$ ) s'induirà una tensió de valor  $V_{s1} = V_{s2} = \frac{V_i}{r_t}$  en cadascun dels debanats. Com que el corrent entra al debanat primari pel punt homòleg, s'induirà una tensió positiva en el born marcat amb el punt en els debanats secundaris. Segons això, l'ànode del díode  $D_5$  veurà una tensió positiva, mentre que l'ànode del díode  $D_6$  veurà una tensió negativa. Per tant, el corrent circularà per  $D_5$ , ja que la tensió en borns d'aquest díode serà positiva i passarà d'estar en tall a mode conducció. El díode  $D_6$ , al tenir una tensió negativa en borns, romandrà en estat de tall i la tensió que haurà de suportar serà  $V_{D6} = -\frac{2V_i}{r_t}$ .

La tensió en el born d'entrada de la bobina  $L$  serà  $V_s = \frac{V_i}{r_t}$  i la tensió en borns d'ella serà  $V_L = \frac{V_i}{r_t} - V_o$ , sent un valor positiu, la qual cosa provocarà que la bobina  $L$  es carregui. El corrent que passa per la bobina anirà augmentant en forma de rampa amb un pendent de  $\frac{V_L}{L} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L}$ .

El corrent que travessi la bobina servirà per alimentar la càrrega. El condensador, primerament, s'estarà descarregant, però arribarà un moment que es començarà a carregar. Això es deu a culpa de l'arribada de corrent de la bobina, on el condensador ha d'anar contínuament compensant el corrent per obtenir un corrent constant a la sortida.

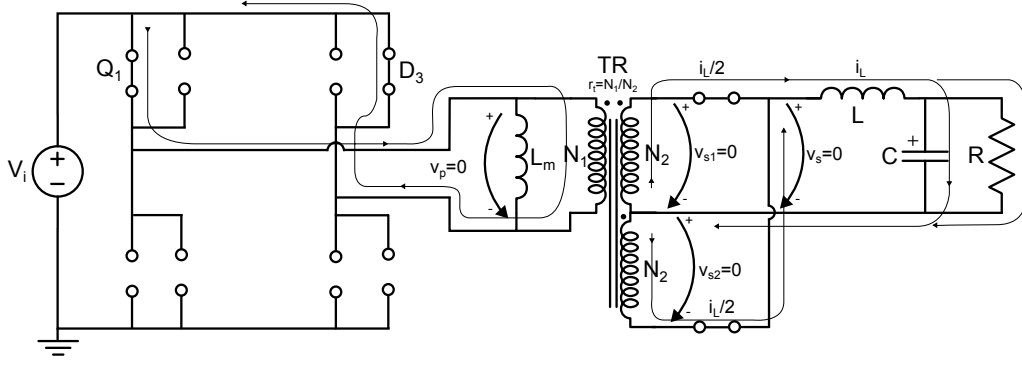
### 3.3.2 Etapa 2

Aquesta segona etapa es desenvolupa entre els instants  $D \cdot T < t \leq \frac{T}{2}$ . Durant aquest temps l'entrada no subministrarà energia al circuit.

Per generar aquesta etapa existeixen dues opcions:

- Obrir els quatre interruptors abans de fer la commutació a la següent etapa de conducció.
- Tancar els dos transistors del mateix nivell (és a dir, tancar  $Q_1$  i  $Q_3$ , o bé  $Q_2$  i  $Q_4$ ) a fi d'inhabilitar el transformador.

A continuació, únicament s'analitzarà el primer cas, en el qual els quatre interruptors estan oberts.


**Figura 3.8:** Esquema conceptual de l'Etapa 2.

L'esquema conceptual de l'etapa 2 es pot veure a la Figura 3.8.

En aquesta etapa, s'obren els transistors  $Q_1$  i  $Q_4$  i encara no es tanca l'altre parell. Per tant, tots els transistors es troben oberts i la tensió que veurà el debanat primari serà nul·la.

La bobina  $L$  ha emmagatzemat energia durant la primera etapa i ara, al perdre l'alimentació de la font, la bobina veurà un tensió en borns de  $V_L = -V_o$ , que al ser negativa implicarà que la bobina començarà a descarregar-se. La naturalesa de les inductàncies fa que intentin mantenir el corrent constant. Per tant, en comptes de caure el corrent de cop, aquest decaurà de forma lineal a un ritme (pendent de la recta) de  $-\frac{V_o}{L}$ . La bobina  $L$  es descarregarà a través dels díodes  $D_5$  i  $D_6$ , repartint-se cadascun d'aquests la meitat del corrent que travessa la bobina.

En el cas ideal (si  $L_m = 0$ , és a dir, si no existís corrent de magnetització al transformador), si  $i_p(t) = 0$ , llavors  $\frac{i_{D5}(t)}{r_t} = \frac{i_{D6}(t)}{r_t}$ . Sabent que la suma dels dos corrents equival al corrent de la bobina  $L$ :

$$i(t)_L = i_{D5}(t) + i_{D6}(t) \quad (3.1)$$

Per tant, ha de ser veritat que  $i_{D5} = i_{D6} = 0,5i_L$ .

Però, en el cas real [4, p. 194], el corrent de magnetització del transformador no és nul·la. La relació de corrents del transformador ideal expressa que:

$$i'_p(t) - \frac{i_{D5}(t)}{r_t} + \frac{i_{D6}(t)}{r_t} = 0 \quad (3.2)$$

El balanç de corrents al primari del transformador és:

$$i_p(t) = i_{Lm}(t) + i'_p(t) \quad (3.3)$$

Unint les equacions 3.1 i 3.3, obtenim l'expressió:

$$i_p(t) - \frac{i_{D5}(t)}{r_t} + \frac{i_{D6}(t)}{r_t} = i_{Lm}(t) \quad (3.4)$$

En aquesta etapa és conegut que  $i_p = 0$ , per tant:

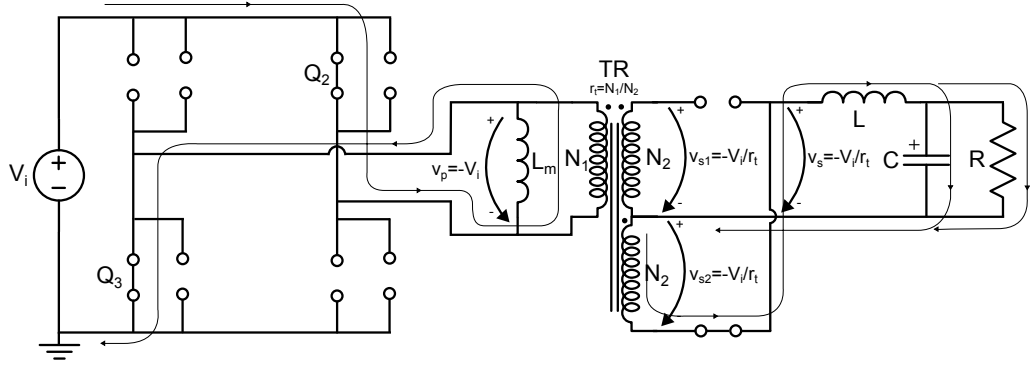
$$i_{D5}(t) = \frac{1}{2}i_p(t) - \frac{r_t}{2}i_{Lm}(t) \quad (3.5)$$



$$i_{D6}(t) = \frac{1}{2}i_p(t) + \frac{r_t}{2}i_{Lm}(t) \quad (3.6)$$

### 3.3.3 Etapa 3

L'esquema conceptual de l'etapa 3 es pot veure a la Figura 3.9.



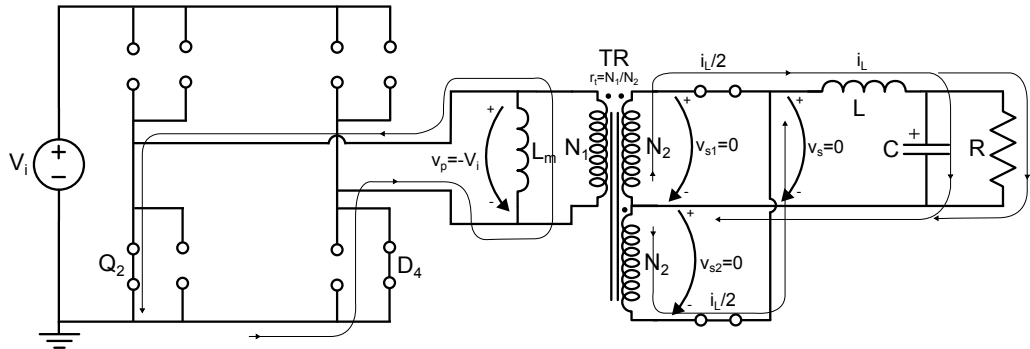
**Figura 3.9:** Esquema conceptual de l'Etapa 3.

Aquesta etapa segueix el mateix funcionament que l'etapa 1, amb la diferència que en aquest cas s'alimenta el debanat primari del transformador amb la tensió  $V_p = -V_i$ , perquè els transistors  $Q_2$  i  $Q_3$  es tanquen. El corrent de magnetització decreix linealment amb un pendent de  $-\frac{V_i}{L_m}$ .

En el circuit del secundari, ara conduirà el díode  $D_6$ .

### 3.3.4 Etapa 4

L'esquema conceptual de l'etapa 4 es pot veure a la Figura 3.10.



**Figura 3.10:** Esquema conceptual de l'Etapa 4.

Aquesta etapa segueix el mateix funcionament que l'etapa 2, amb la diferència que en aquest cas els transistors tancats són  $Q_2$  i  $Q_4$ , i el corrent que travessa el circuit primari és contrari al de l'etapa 2. El circuit secundari funciona igual que a l'etapa 2.

A l'Annex B es mostren les formes d'ona de les tensions i corrents de la topologia ideal de convertidor *Full-Bridge*.

### 3.4 Modes de funcionament

La topologia de convertidor *Full-Bridge* pot treballar en dos modes de funcionament diferents: Mode de Conducció Contínua (MCC, o CCM en anglès) o Mode de Conducció Discontínua (MCD, o DCM en anglès). La diferència entre ambdós mètodes té el seu origen en com és la forma d'ona del corrent que travessa la bobina  $L$ . Concretament, en el fet que el corrent per la bobina arribi a anul·lar-se en algun moment del període de commutació.

A continuació es presenten més detalladament les característiques d'ambdós modes.

#### 3.4.1 Mode de funcionament continu (CCM)

##### Funció de transferència

Primerament, cal recordar que la bobina  $L$  es carrega i descarrega d'energia a cada mig cicle ( $\frac{T}{2}$ ). Si la càrrega i descàrrega no fossin equivalents, significaria que a cada cicle l'energia de la bobina aniria augmentant gradualment, fins arribar el moment en que es faria malbé per un excés d'energia acumulada. Així, per evitar aquest fenomen, s'haurà d'imposar que l'energia carregada sigui igual a l'energia descarregada, la qual cosa és equivalent a dir que el valor mig de la tensió en borns de la bobina sigui nul.

$$\frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} \left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) \delta t + \int_{DT}^{\frac{T}{2}} -V_o \delta t \right) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2D}{r_t} \quad (3.7)$$

L'equació 3.7 correspon a la funció de transferència del convertidor *Full Bridge*, la qual depèn únicament del factor "D", el qual s'anomena Cicle de Treball (o *Duty Cycle*). Equival al tant per u de temps que l'interruptor està tancat, respecte al total de temps que dura un període de commutació  $T = \frac{1}{f}$ , és a dir,  $D = \frac{t_{on}}{T}$ .

Si s'analitza la Equació 3.7, es descobreix que en el convertidor *Full-Bridge Isolated Buck* només es poden obtenir a la sortida tensions menors que la tensió d'entrada.

##### Valor mig del corrent per la bobina

El valor mitjà del corrent que travessa la bobina és igual al corrent constant que demana la càrrega. El condensador de sortida extreu la part alterna del corrent de la bobina, i el valor mitjà és el que rep la càrrega.

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R} \quad (3.8)$$

### Arrissat de corrent a la bobina

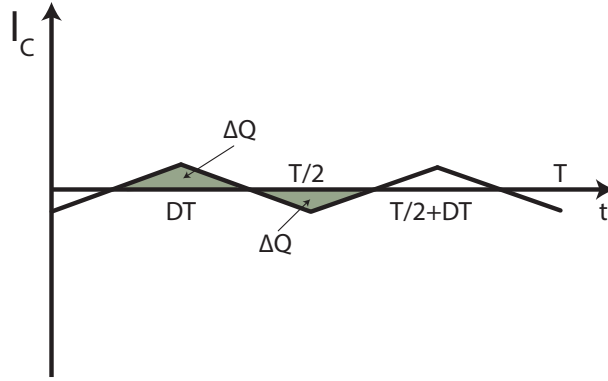
El corrent que travessa la bobina va fluctuant a raó d'una freqüència doble que la freqüència de commutació, a causa de la rectificació dels díodes. L'amplitud d'aquesta oscil·lació es troba integrant l'expressió de la tensió en borns de la bobina durant l'etapa 1. Amb aquest càlcul es trobarà una expressió per conèixer el valor de l'arrissat de corrent de la bobina pel funcionament en estat estacionari del convertidor.

$$v_L = L \frac{\delta i_L}{\delta t} \longrightarrow \delta i_L \frac{1}{L} v_L \delta t \quad (3.9)$$

$$\Delta i_L = \int_0^{DT} \frac{1}{L} v_L \delta t = \frac{1}{L} \int_0^{DT} \left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) \delta t = \frac{V_i D (1 - 2D)}{L r_t f} \quad (3.10)$$

### Arrissat de tensió a la sortida

A l'anàlisi anterior es va suposar que el condensador de sortida tenia una capacitat suficientment elevada com per fer la hipòtesi de que la tensió  $V_o$  romandria constant. Tot i això, pel condensador circula gran part del corrent d'arrissat de l'inductor. Aquest corrent produeix una variació de tensió sobre el condensador, la qual cosa afecta a la tensió de sortida del convertidor.



**Figura 3.11:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el condensador.

La figura 3.11 mostra el corrent que recorre el condensador al llarg d'un període de commutació. Quan el condensador es carrega, la intensitat  $i_C$  és positiva, mentre que quan es descarrega,  $i_C$  és negativa.

Es conegut que l'àrea sota la corba d'intensitat es correspon amb la variació de la càrrega al condensador a cada etapa:

$$\Delta Q = \int_{t_1}^{t_2} i_C(t) \delta t \quad (3.11)$$

També coneixem la definició d'intensitat de corrent elèctric com la càrrega elèctrica que travessa una superfície en un interval de temps:

$$i(t) = \frac{\delta q}{\delta t} \quad (3.12)$$

I finalment, l'equació característica dels condensadors:

$$i_c(t) = C \frac{\delta v_c(t)}{\delta t} \quad (3.13)$$

Si ara s'uneixen les equacions 3.11, 3.12 i 3.13:

$$\begin{aligned} \frac{\delta q}{\delta t} &= C \frac{\delta v_c(t)}{\delta t} \\ \delta v_c(t) &= \frac{\delta q}{C} \\ \Delta v_o &= \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c(t) \delta t \end{aligned} \quad (3.14)$$

Finalment, ja es pot aplicar la fórmula 3.14 per obtenir l'expressió de l'arissat de tensió màxim a la sortida pel Mode de Conducció Contínua. L'interval d'integració serà  $[0, \frac{DT}{2}]$ . La integral es multiplicarà per dos, a causa de la simetria de la forma d'ona del corrent del condensador.

$$\Delta v_o = \frac{2}{C} \int_0^{\frac{DT}{2}} \left( \frac{-V_i D(1-2D)}{2Lr_t f} + \frac{V_i}{r_t} - \frac{V_o}{L} t \right) \delta t = \frac{V_i D^2(1-2D)}{4LCr_t f^2} \quad (3.15)$$

### 3.4.2 Mode de funcionament discontinu (DCM)

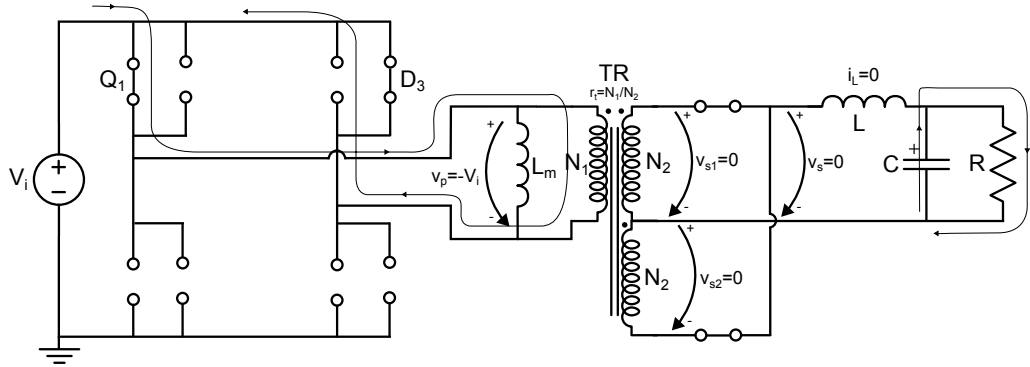
Físicament, el fenomen del DCM ve explicat pel fet que la bobina, la qual ha emmagatzemat una energia  $E = \frac{1}{2} L_m I_L^2$ , s'ha descarregat completament abans d'arribar a transcórrer el temps  $T_{off}$ .

D'aquesta manera, per obtenir una expressió que ens indiqui en quin mode de funcionament treballarà el convertidor *Full-Bridge*, es partirà del concepte parlat anteriorment: si el corrent de la bobina no s'anul·la mai, treballarà en mode de conducció contínua (MCC).

$$\begin{aligned} I_L - \frac{\Delta I_L}{2} &> 0 \\ \frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f} &> 0 \\ L &> \frac{(1-2D)R}{4f} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Si es compleix l'expressió anterior, el convertidor treballarà en MCC. En cas contrari, treballarà en MCD. Si es produeix exactament la igualtat a la fórmula anterior, significa que treballarà en un mode anomenat *Mode de Conducció Crítica*, ja que el corrent de la bobina únicament s'anul·larà en un únic punt. Òbviament, aquest tercer estat no es pot aconseguir en el model real, ja que és un estat inestable que tendeix ràpidament a un dels altres dos modes comentats.

Mentre el convertidor treballa en MCD, apareix una altra etapa en el funcionament normal del convertidor. El funcionament d'aquesta etapa "especial" (etapa exclusiva pel funcionament en MCD) queda representat en la Figura 3.12.



**Figura 3.12:** Esquema conceptual de l'Etapa exclusiva del Mode Discontinuu.

En aquesta etapa, els transistors  $Q_1$  i  $Q_3$  encara resten tancats des de l'etapa 2. Per tant, el primari del transformador encara resta inhabilitat, no permetent la circulació de corrent des de la font d'alimentació.

La diferència entre ambdues etapes és que el corrent de la bobina  $L$  ha arribat a anul·lar-se a causa de que ha esgotat tota l'energia que tenia emmagatzemada. Com que la bobina ja no té energia, no podrà subministrar el corrent necessari a la càrrega, per la qual cosa, el condensador haurà de proporcionar aquest corrent  $\frac{V_o}{R}$ , descarregant-se en el procés.

### Funció de transferència

Igual que en el cas del càlcul de la funció de transferència quan treballa en MCC, a continuació es procedirà al càlcul de la expressió pel cas en Mode de Conducció Discontinua. El procediment és el mateix, és a dir, s'aplicarà que el valor mig de la tensió en borns de la bobina  $L$  ha de ser nul per a un període de commutació.

$$\frac{1}{T} \left( \int_0^{D_1 T} \left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) \delta t + \int_0^{D_2 T} -V_o \delta t + \int_{(D_1 + D_2) T}^{\frac{T}{2}} 0 \delta t \right) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D_1}{r_t(D_1 + D_2)} \quad (3.17)$$

on el valor  $D_1$  es correspon a la fracció de període on el transistor està tancat, i  $D_2$ , a la fracció de període on la bobina s'està descarregant fins quedar-se sense energia emmagatzemada.

El paràmetre  $D_1$  és regulable per l'usuari, mentre que el paràmetre  $D_2$  queda imposat pel valor inductiu de la bobina. Per conèixer el valor de  $D_2$ , caldrà aïllar-lo de l'equació 3.17, obtenint l'expressió:

$$D_2 = \frac{D_1(V_i - V_o r_t)}{r_t V_o} \quad (3.18)$$

A més a més, existeix una manera alternativa de trobar la funció de transferència. Partint del balanç de potències ideal, es obvi que tota l'energia que rep la bobina haurà de ser entregada a la càrrega R, ja que es suposa que no hi ha pèrdues. En funcionament estacionari no pot existir una acumulació d'energia a la bobina.

$$P_o = \frac{1}{2} L I_{L,pic}^2 (2f) \quad (3.19)$$

$$P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.20)$$

Ajuntant les equacions 3.19 i 3.20, i sabent que  $I_{L,pic} = \frac{(\frac{V_i}{r_t} - V_o) D_1 T}{L}$  obtenim:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L \left( \frac{(\frac{V_i}{r_t} - V_o) D_1 T}{L} \right)^2 f &= \frac{V_o^2}{R} \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{(R D_1 - \sqrt{f R L}) D_1}{(D_1^2 R - L f) r_t} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Ara, si s'uneixen les fórmules 3.18 i 3.21, es pot obtenir una nova expressió pel càlcul del paràmetre  $D_2$ , la qual únicament depengui dels paràmetres de disseny.

$$D_2 = \frac{D_1^2 R - L f}{R D_1 - \sqrt{f R L}} \quad (3.22)$$

### 3.5 Anàlisi comparatiu dels dos modes de funcionament

Les conclusions que s'extreuen de comparar els dos modes de funcionament són:

- Per un mateix valor de cicle de treball, en MCC es pot extreure major potència a la sortida.
- Per una mateixa potència de sortida, el rendiment en MCC és major.
- La relació de l'arissat de corrent a la bobina respecte el valor mig d'aquest corrent és menor en MCC.
- Es necessita un valor menor d'inductància a la bobina de sortida si es vol treballar en mode MCD.

Com es pot veure, treballar en mode MCC té uns majors avantatges, sobretot en l'aspecte del rendiment. Per aquesta raó, el convertidor *Full-Bridge* d'aquesta aplicació es dissenyarà per treballar sempre en el Mode de Conducció Contínua.

### 3.6 Equacions característiques en MCC amb caigues de tensió

A continuació, es repetiran els procediments duts a terme en els punts anteriors per tal de trobar les equacions característiques del convertidor *Full Bridge* en mode MCC. Però en aquest cas, a l'hora de fer els càlculs es tindrà en compte que els semiconductors no són ideals:

- Els MOSFETs del pont en H es modelitzaran en conducció com una caiguda de tensió constant ( $V_t$ ) i, en bloqueig, com un circuit obert.
- Els díodes es modelitzaran en conducció com una caiguda de tensió constant ( $V_d$ ) i, en bloqueig, com un circuit obert.

#### Funció de transferència

Per trobar la funció de transferència, imposarem que el valor mig de la tensió en borns de la bobina al llarg d'un període sigui nul.

Per tant, aplicant el càlcul indicat anteriorment, s'obté:

$$\frac{1}{T} \left( \int_0^{DT} \left( \frac{V_i - 2V_t}{r_t} - V_d - V_o \right) \delta t + \int_{DT}^T (-V_d - V_o) \delta t \right) = 0$$

$$V_o = \frac{2DV_i - 4DV_t - V_d r_t}{r_t} \quad (3.23)$$

i en cas d'aïllar de l'expressió el cicle de treball  $D$ , s'obté:

$$D = \frac{(V_o + V_d) r_t}{2(V_i - 2V_t)} \quad (3.24)$$

#### 3.6.1 Arrissat de corrent a la bobina

L'amplitud d'aquesta oscil·lació es troba integrant la tensió en borns de la bobina durant l'etapa 1.

$$\Delta i_L = \frac{1}{L} \int_0^{DT} \left( \frac{V_i - 2V_t}{r_t} - V_d - V_o \right) \delta t = \frac{(V_i - 2V_t - V_d r_t - V_o r_t) D T}{L r_t} \quad (3.25)$$

### Arrissat de tensió a la sortida

$$\Delta V_o = \frac{2}{C} \int_0^{\frac{DT}{2}} \left( -\frac{\Delta i_L}{2} + \frac{\frac{V_i - 2V_t}{r_t} - V_d - V_o}{L} t \right) \delta t = \frac{(V_i - 2V_t - V_d r_t - V_o r_t) D^2 T^2}{4CLr_t} \quad (3.26)$$

### Punt crític de conducció entre MCC i MCD

La diferència entre modes resideix en el fet que el corrent per la bobina arribi a anul·lar-se en algun moment del període de commutació. Amb l'equació següent es pot conèixer el valor mínim d'inductància per tal de garantir el funcionament en MCC.

$$I_L - \frac{\Delta i_L}{2} > 0$$

$$L_{crític} = \frac{(V_i - 2V_t - V_d r_t - V_o r_t) RDT}{2V_o r_t} \quad (3.27)$$



## Capítol 4

# Estructura de la font

En aquest capítol es presenta el disseny conceptual de la font d'alimentació, la qual compleix amb totes les especificacions llistades anteriorment. De forma genèrica s'explicarà l'esquema de blocs del sistema i la interrelació entre els diferents mòduls que el formen.

### 4.1 Estructura general del sistema

El funcionament de la font es basa en la transformació de l'energia elèctrica a través del convertidor de topologia *Center-tapped Full-Bridge*. Per fer-ho, genera un senyal altern d'ona quadrada a partir d'una estructura en pont en "H" de transistors, la qual és enviada al transformador. Allà es duu a terme una reducció de tensió (reducció proporcional a la relació de transformació) i finalment, es rectifica l'ona resultant per obtenir un altre cop una tensió continua, ara de valor 24 V.

Pel que fa a la tasca de control, s'utilitzen dos microcontroladors per fer un control digital. El microcontrolador que es troba a la banda de la sortida del convertidor s'encarrega de fer les lectures dels senyals necessaris per fer el control, a partir dels condicionadors de senyal de les lectures i dels mòduls ADC (*Analog-to-Digital Converter*, conversor analògic-digital). En canvi, el microcontrolador que es troba a la banda d'entrada s'encarrega de generar els senyals de control de porta dels transistors del convertidor. Per traspasar les dades d'un microcontrolador a l'altre, s'utilitzarà un bus de comunicació.

La raó d'utilitzar dos microcontroladors, un a cada banda del circuit, és aconseguir un control complet del sistema. En el cas de no necessitar aïllament entre l'entrada i la sortida de la font d'alimentació, el llac de control es podria fer amb un únic microcontrolador. El problema apareix quan es vol preservar l'aïllament en circuits que usen tensions contínues. Per fer l'aïllament del llac de control cal utilitzar un optoacoblador per enviar el senyal d'error a la banda de primari, però aquests només poden enviar dos valors diferents, ja que el díode LED que incorporen només es pot trobar en dos estats: encès o apagat. Per tant, únicament es pot fer un control "tot o res", el qual no pot ser tant precís com si el senyal d'error fos continu i lineal. Per aquest motiu s'ha decidit utilitzar dos microprocessadors, per tal que s'envii la informació completa del control, sense perdre resolució.

Aquest problema es podria solucionar utilitzant optoacobladors “lineals”, els quals poden donar un ventall de tensions a la sortida. Tot i això s’ha decidit utilitzar dos microcontroladors, ja que també seran necessàries altres de les funcionalitats que incorporen.

Respecte de les alimentacions auxiliars dels diferents components, s'utilitzaran fonts internes que transformin les tensions de 24 V per adaptar-les als valors necessaris a cada component. Per alimentar el microcontrolador de la sortida, s'utilitzarà una font que converteixi els 24 V de la sortida del convertidor *Full-Bridge* en una tensió de valor 3,3 V. En canvi, al circuit d'entrada caldrà col·locar dues fonts que transformin els 24 V provinents del circuit d'arrencada o del debanat terciari, per generar unes tensions de 3,3 V i 5 V. Els 3,3 V serviran per alimentar el microcontrolador d'entrada; i els 5 V s'usaran pel sistema que genera les tensions d'operació dels *drivers* dels transistors.

Els 24 V que es generaran a la banda d'entrada provindran de dos orígens diferents: durant els primers instants de funcionament, aquesta tensió serà generada pel sistema d'arrencada; en canvi, durant el règim permanent de funcionament de la font, la tensió provindrà del debanat terciari del transformador.

A causa de la transformació de 800 V a 24 V que duu a terme el circuit d'arrencada, les pèrdues que genera són tant elevades que no és convenient mantenir-lo actiu un temps prolongat. Per aquesta raó, un cop que el sistema ha arrencat, aquest es desactiva i les tensions d'alimentació dels components de la banda d'entrada passen a generar-se a partir d'un altre debanat al transformador, el qual té un rendiment molt més elevat que l'altra opció.

A la Figura 4.1 es pot veure un esquema en diagrama de blocs de les diferents parts del sistema, així com la interacció existent entre elles.

## 4.2 Procés d'arrencada

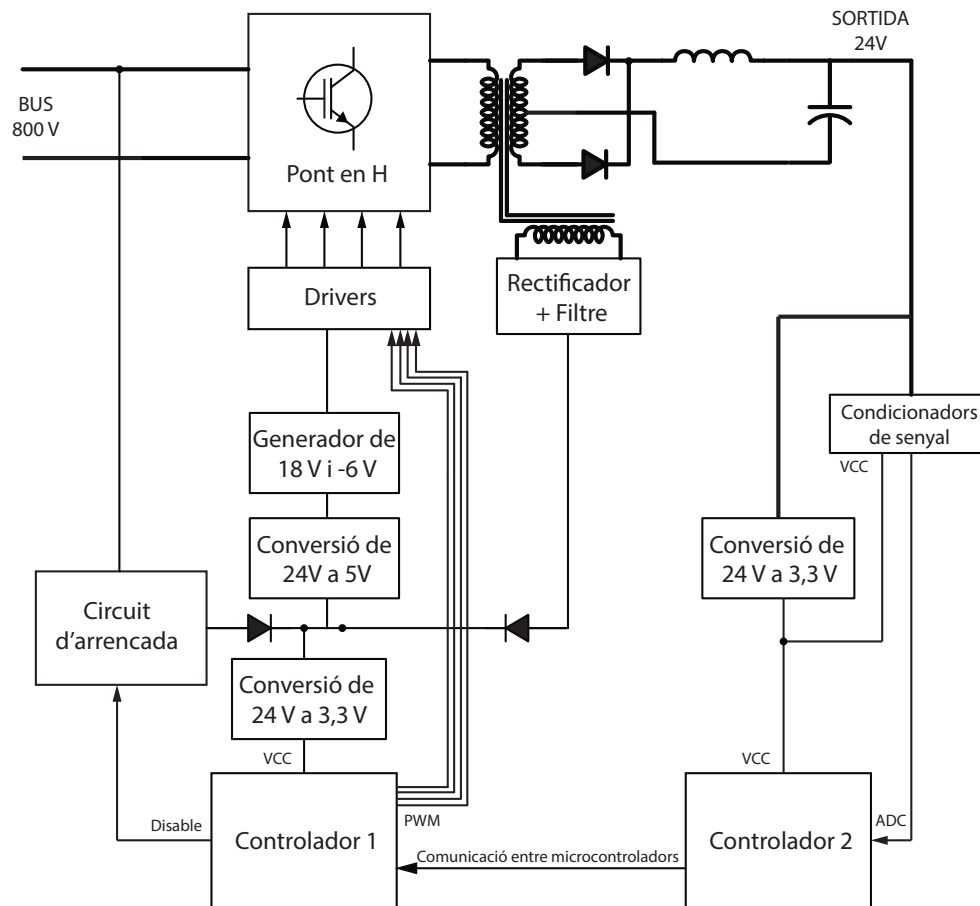
El procés d'arrencada és la part més crítica d'aquest circuit elèctric. La successió temporal de les etapes d'arrencada del sistema ha d'estar degudament sincronitzada i ha de ser suficientment ràpida com per què el sistema d'arrencada es deshabiliti abans que superi la seva temperatura màxima permesa.

A continuació, s'expliquen detalladament les diferents etapes del procés d'arrencada:

**Etapla 1:** Es connecta la font al bus de contínua. Tot els components es troben apagats perquè no reben cap alimentació. En aquest moment el sistema d'arrencada s'inicia perquè rep la tensió de bus a la seva entrada.

**Etapla 2:** El sistema d'arrencada comença a generar una tensió de 24 V.

**Etapla 3:** Com que ja hi ha 24 V estables, el convertidor *Buck* que transforma aquests 24 V en una tensió de 3,3 V s'inicia i comença a produir dita tensió. El convertidor que transforma els 24 V en 5 V també s'inicia.



**Figura 4.1:** Esquema conceptual del disseny de la font

**Etapa 4:** Amb l'existència d'una tensió de 3,3 V estable, el microcontrolador de la banda d'entrada arrenca i comença la seqüència d'inicialització del seu programa. Un cop acabada la inicialització, genera senyals PWM (*Pulse-Width Modulation*, modulació per amplada de pols) amb un valor de cicle de treball fixe preprogramat per fer commutar els transistors del pont en "H" del convertidor *Full Bridge*. D'aquesta manera, el convertidor comença a fer elevar poc a poc la tensió de sortida, en llaç obert de control.

**Etapa 5:** Paral·lelament a l'etapa 4, es comencen a generar les tensions de 18 V i -6 V necessàries per alimentar els *drivers* dels transistors. Així, quan es rebin els senyals PWM, ja es disposarà d'unes tensions de 18 V i -6 V estabilitzades.

**Etapa 6:** El convertidor *Full-Bridge* ja es troba en funcionament i la tensió a la sortida del convertidor és suficientment elevada com per activar el convertidor que transforma la tensió de sortida en 3,3 V estables. Amb aquesta tensió s'alimenta el segon microcontrolador i tots els components auxiliars de la banda de sortida.

**Etapa 7:** Finalment, Amb tots els dispositius de la banda de sortida ja alimentats, es pot tancar el llaç de control. Els sensors i condicionadors de senyal recapten els valors dels senyals necessaris i les envien al microcontrolador 2. Aquest fa els càlculs pertinents per calcular el valor del cicle de treball adequat. Aquest valor s'envia al microcontrolador 1 per mitjà del canal de comunicació i es generen els nous senyals PWM.

**Etapa 8:** Amb tot el sistema funcionant i una tensió estable de 24 V a la sortida, el debanat terciari del convertidor (que també generarà 24 V a la seva sortida), alimentarà el punt comú de 24 V en la banda d'entrada. En aquell moment, el microcontrolador de l'entrada enviarà el senyal de "Disable" al sistema d'arrencada, per tal de desactivar-lo i que deixi de consumir potència del bus. Amb tot això, el sistema ja haurà finalitzat el procés d'arrencada i es trobarà funcionant de forma òptima i estable.

Tot aquest procés d'arrencada ha de dur-se a terme tant ràpid com sigui possible, per dos motius:

- El circuit d'arrencada ha de suportar tota la tensió de bus (fins a 800 V), per la qual cosa, les pèrdues que presenta són tant elevades que únicament és capaç de generar els 24 V durant un període de temps molt curt. En aquest sentit és vital que el debanat terciari sigui capaç d'alimentar la banda de l'entrada el més aviat possible, per poder desactivar el circuit d'arrencada abans que es faci malbé.
- Durant els primers instants de les commutacions dels transistors del convertidor, el sistema no té cap mena de control (control en llaç obert). És molt perillós mantenir la font en aquest estat, ja que es podria sobrepassar la quantitat de corrent o tensió que suporten els components del circuit, provocant la seva destrucció. Si aquesta etapa en llaç obert dura menys temps, s'assegura que es tanqui el llaç de control abans d'arribar a valors de corrent i tensió perjudicials.

Amb l'estructura del convertidor definida es portaran a terme simulacions d'aquest conjunt per determinar el correcte funcionament del sistema, així com una primera aproximació als components electrònics definitius.

## Capítol 5

# Simulacions

L'objectiu a l'hora de simular aquest convertidor és poder obtenir una primera certesa de si existeix viabilitat del correcte funcionament del sistema.

Els temps d'execució de l'arrencada del sistema és crític (a causa de l'elevada tensió d'entrada amb la que opera), per la qual cosa, és molt convenient posar a prova el conjunt per veure si desenvolupa la seva tasca de manera adequada. A més, un cop es comprovi que el funcionament en condicions normals és adequat, es podrà testejar el sistema sota condicions de fallada (sots de tensió de la tensió del bus d'entrada, curtcircuits o sobrecàrregues, entre d'altres).

D'aquesta manera, s'inicia una etapa de modelització del convertidor i els subsistemes necessaris pel seu funcionament. El programari emprat per dur a terme aquesta tasca serà tant el paquet de simulació ORCAD de l'empresa Cadence®, com el programa MATLAB de l'empresa MATHWORKS®. Aquest dos programes de modelització de circuits s'utilitzaran de manera combinada gracies a la llibreria "SLPS" que incorpora el software ORCAD, la qual permet incorporar models SPICE en les simulacions de l'entorn "Simulink" de MATLAB.

### 5.1 Presentació del model de simulació del convertidor

En el model PSPICE s'incorporen tots els circuits electrònics que formen físicament aquesta font d'alimentació.

El circuit del convertidor de potència presentarà l'estructura bàsica de la topologia de convertidor *Full-Bridge*. La diferència amb el model ideal serà que els components del circuit seran reals, els models dels quals provenen de les llibreries predeterminades del programa ORCAD, juntament amb els models PSPICE que proporcionen els fabricants de components electrònics.

El model del MOSFET serà els que proporciona el mateix fabricant. D'aquesta manera, el comportament que presenti serà molt més real que utilitzant un model ideal, tot i que els models dels fabricants no són perfectes.

El transformador està modelitzat mitjançant dues bobines acoblades, amb factor d'acoblament ideal.

Els díodes utilitzats estan modelitzats com un díode real, els quals presenten una resistència de conducció, per simular una caiguda de tensió aproximada.

La bobina i el condensador a la sortida del convertidor presenten unes resistències en sèrie per modelitzar la no-idealitat dels components electrònics comercials.

Pels components dels drivers, el circuit d'arrencada i les fonts d'alimentació auxiliar s'han utilitzat els models SPICE facilitats pels fabricants.

A causa de les limitacions existents en els programes actuals per obtenir un model funcional dels microcontroladors d'ús comercial, és obligat buscar un model alternatiu per simular el comportament del consum i la generació de càlculs que produiria un microprocessador real.

La solució escollida per modelitzar un microprocessador consisteix en dividir les seves funcions en dues parts:

- Respecte al consum, es modelitzarà aquest element com un resistència elèctrica. El seu valor òhmic serà tal que per a la tensió de 3,3 V (valor nominal d'alimentació), el corrent que la travessi sigui d'uns 50 mA aproximadament. Aquest valor de corrent és indicat pel fabricant com a valor usual de consum elèctric.
- Respecte als càlculs i a la generació dels senyals PWM de sortida, s'utilitzarà els blocs lògics i funcionals de MATLAB Simulink.

Així, finalment s'obté un model de simulació híbrid PSPICE-Simulink d'elevada complexitat amb el qual poder simular els primers segons de funcionament del convertidor.

## 5.2 Resultats

A les Figures 5.1, 5.2 i 5.3 es mostra el model "Simulink" que s'ha utilitzat a la simulació. En canvi, a les Figures 5.4, 5.5 i 5.6 es mostra el model de SPICE d'alguns dels circuits elèctrics de la font.

Fruit d'aquesta simulació s'ha obtingut la variació de la tensió de sortida al llarg del temps. El seu valor estacionari és 24 V, i a la Figura 5.7 s'observa com es produeix aquesta variació. Com es pot veure, el temps que triga en obtenir-se una tensió estable de 24 V a la sortida és suficientment baixa com per evitar que el regulador IXCP10M90S es cremi.

Amb la viabilitat del projecte demostrada, ja és possible continuar el procés de disseny definint els components reals amb els que es crearà aquesta font.



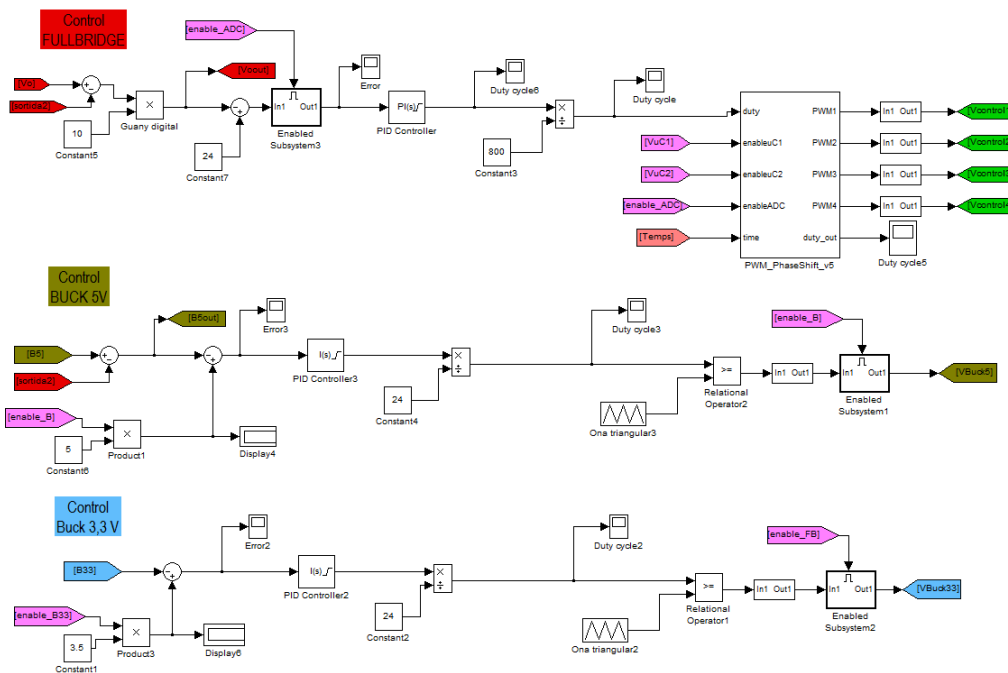


Figura 5.2: Models dels laços de control del model *Simulink*

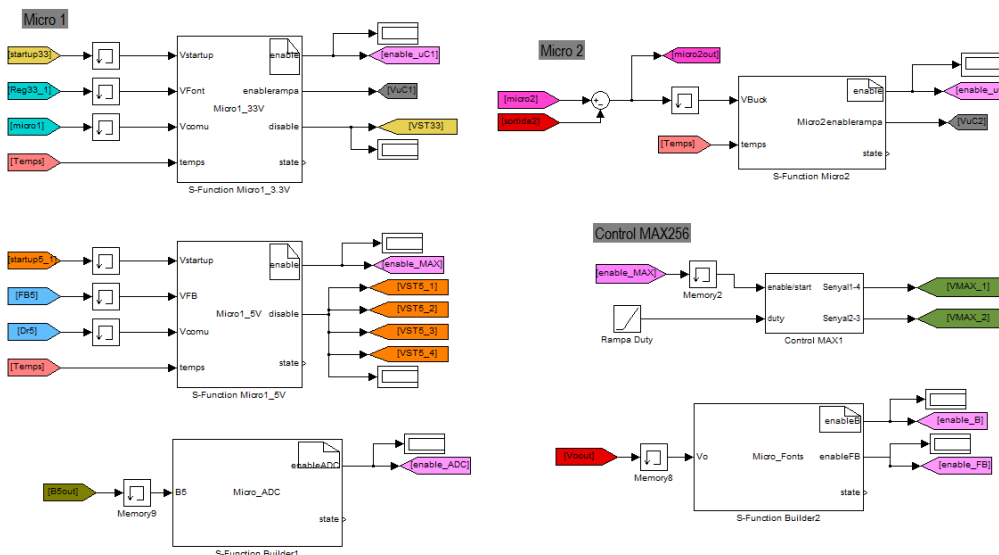


Figura 5.3: Blocs de tancament de circuits del model *Simulink*



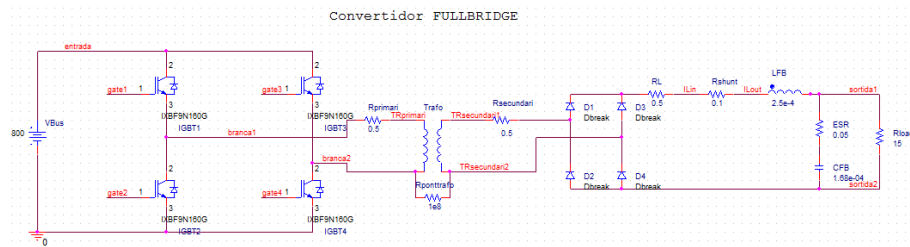


Figura 5.4: Model SPICE del convertidor *Full-Bridge*

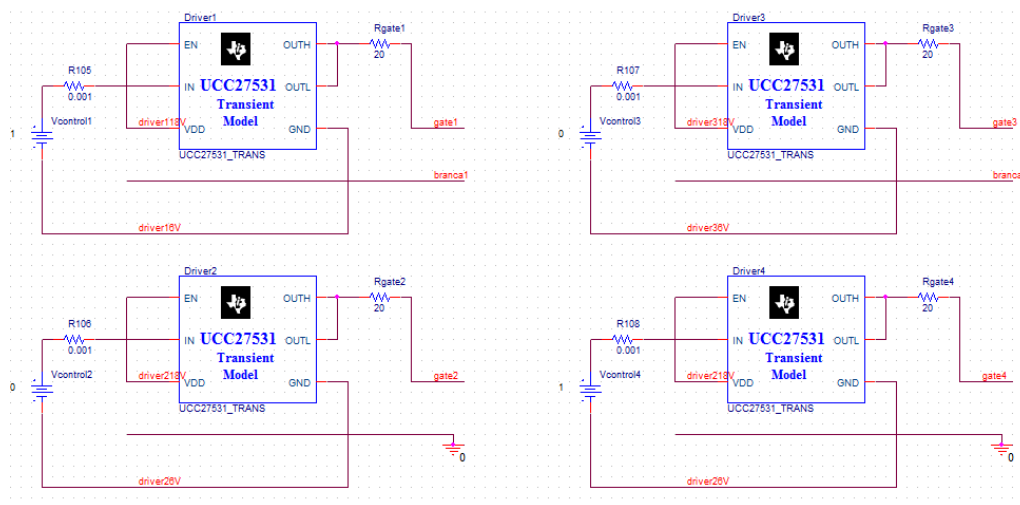


Figura 5.5: Model SPICE dels circuits de drivers

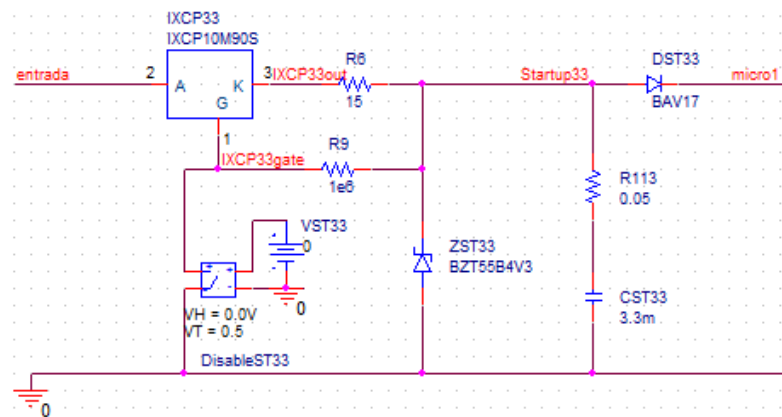
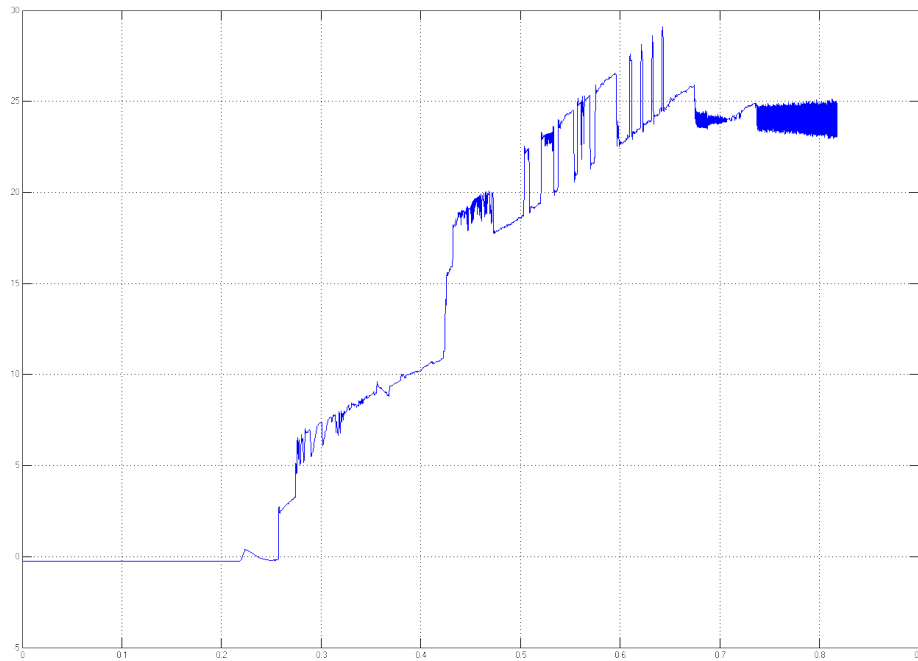
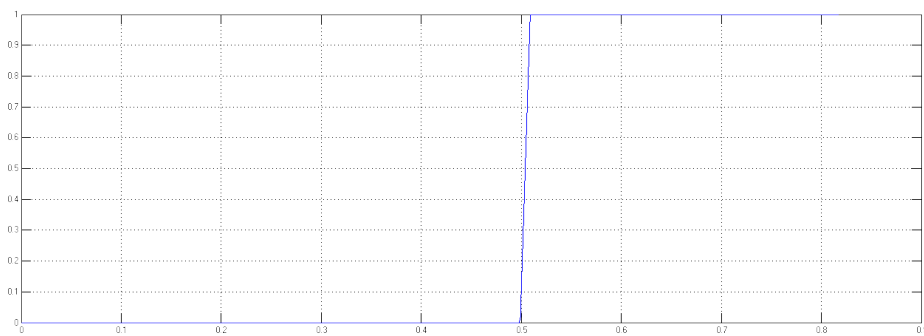


Figura 5.6: Model SPICE dels circuits d'arrencada



**Figura 5.7:** Tensió de sortida resultant de la simulació



**Figura 5.8:** Transició del tancament del circuit d'arrencada a la simulació

## Capítol 6

# Elecció del *Hardware*

En aquest capítol es presenta la implementació física de la font d'alimentació, la qual compleix amb totes les especificacions llistades en el Capítol 1. L'explicació del *hardware* consistirà en la presentació i justificació de cadascun dels blocs que formen el conjunt de la font.

Els blocs en els que es dividirà seran:

- Convertidor *Full-Bridge*.
- Circuit dels drivers del convertidor.
- Circuit d'arrencada (o circuit *Start-up*).
- Microcontroladors.
- Comunicació entre els microcontroladors.
- Alimentacions auxiliars.
- Circuits condicionadors dels senyals d'entrada als microcontroladors
- Proteccions

### 6.1 Convertidor *Full-Bridge*

El convertidor serà l'element d'electrònica de potència encarregat de fer la transformació de la tensió del bus (uns 800 V) als 24 V i, en conseqüència, és l'element principal al voltant del qual es troben tota la resta de circuits i sistemes auxiliars.

Al Capítol 2.3 s'expliquen detalladament els motius pels quals es decideix utilitzar la topologia de convertidor *Full-Bridge* per aquesta aplicació.

Per tal de dissenyar els paràmetres bàsics dels components principals del convertidor s'han utilitzat les equacions que apareixen a l'Annex C. Fruit de les fórmules i de l'experiència prèvia en disseny de convertidors, els paràmetres bàsics necessaris pels components del convertidor són:

- Tensió de pic màxima que suporten els transistors en estat de bloqueig: 1200 V.
- Corrent de pic màxim que travessa els transistors: 400 mA.
- Freqüència de commutació de 100 kHz.
- Relació de transformació ( $r_t$ ) del transformador: 16.
- Inductància de la bobina de sortida: 270  $\mu$ H.
- Corrent màxim que travessa la bobina: 3 A.
- Capacitat del condensador de sortida: 440  $\mu$ F.
- Tensió màxima del condensador de sortida: 30 V.

A l'hora d'escollir aquests valors s'han tingut en compte els següents punts:

1. Com major sigui el valor escollir de la bobina, menor serà l'arissat de corrent. En canvi, això resulta en una bobina de major mida, pes i, en conseqüència, major preu.
2. A major freqüència de commutació dels transistors, més petita ha de ser la bobina per obtenir el mateix arissat de corrent. En canvi, les pèrdues degudes a la commutació augmenten proporcionalment amb la freqüència.
3. La mida més petita possible de la bobina s'aconsegueix quan el corrent de sortida és màxim i la tensió d'entrada del convertidor és màxima. Per contra, les pèrdues degudes a la commutació en aquest estat són les més elevades possibles.
4. La bobina i el condensador de la sortida estan interrelacionats de tal forma que per garantir les especificacions d'arissat de la tensió de sortida, si es redueix el valor de la bobina, el valor del condensador haurà d'augmentar.

Per al "pont en H" del convertidor es poden utilitzar diverses varietats de transistors, entre les que destaquen els MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*, transistor d'efecte de camp de semiconductor de metall-òxid); i els IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*, transistor bipolar de porta aïllada).

Els transistors IGBT són comunament utilitzats en aplicacions on les sol·licitacions de corrent i tensió són molt elevades. En canvi, els MOSFET s'utilitzen per aplicacions de baixa potència i on interessa disposar d'una ràpida velocitat de commutació.

En aquesta aplicació s'ha escollit utilitzar transistor de tipus MOSFET, ja que les sol·licitacions de tensió i corrent són molt reduïdes. A més, les freqüències a les que es volen fer commutar (uns 100 kHz) fa necessari utilitzar dispositius amb una ràpida capacitat de commutació.

El motiu de l'elecció d'un transistor que pugui suportar una tensió màxima de 1200 V és perquè durant la commutació es poden produir pics de tensió transitoris. Amb 1200 V s'obté un marge de seguretat de 400 V (50% més) suficient per poder suportar aquests pics.

El transistor MOSFET escollit serà el *C2M0160120D* del fabricant *Cree, Inc.* Les característiques més significatives d'aquest MOSFET són: voltatge màxim drenador-sortidor de 1,2 kV, corrent continu màxim de drenador de 17,7 A, resistència drenador-sortidor RDS(on) de 160 mΩ i tipus d'encapsulat TO-247.

*Cree, Inc* és actualment el fabricant líder mundial en la fabricació de components semiconductors aplicant la tecnologia del Carbur de Silici (en anglès, *Silicon Carbide* o SiC). Aquesta tecnologia aprofita les propietats d'aquest compost per fabricar díodes i MOSFET amb unes prestacions excel·lents, amb caigudes de tensió i resistències de conducció molt reduïdes, fent que les pèrdues que generin siguin mínimes.

El transformador que incorpora el convertidor *Full-Bridge* utilitza la nova tecnologia de "Transformadors Planars", els quals es basen en substituir els debanats de fil de coure, per les pròpies pistes de la placa de circuit imprès on es vol incorporar el transformador. Mitjançant aquesta tecnologia, s'aconsegueix obtenir un transformador amb una eficiència superior i una inductància de dispersió menor. També, els transformadors tenen una elevada repetibilitat, ja que és molt senzill reproduir el disseny en altres PCB.

A l'Annex D s'explica tot el procés de disseny del transformador planar, per a l'obtenció dels paràmetres necessaris com són el número de voltes de cada debanat i els amples de les pistes que els formen.

Els dos díodes que formaran el rectificador a la sortida del transformador són un únic component *V10170C-M3/4W*, el qual presenta l'avantatge de tenir dos díodes al mateix encapsulat, connectats en disposició de càtode comú. D'aquesta manera es redueix el volum del conjunt i com que cadascun d'ells permet conduir fins a 5 A, és capaç de suportar les sol·licitacions requerides.

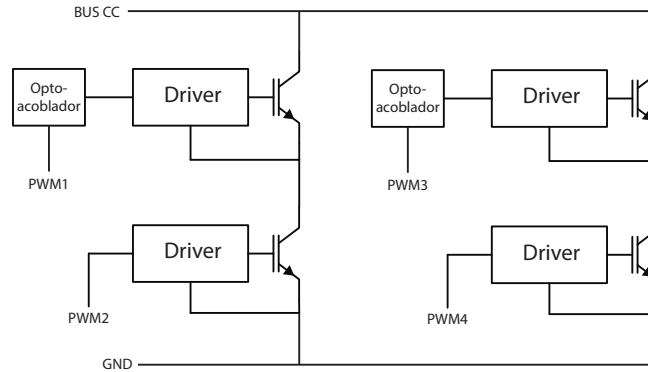
La bobina escollida és un inductor prefabricat, ja que d'aquesta forma és més econòmic i així s'assegura el seu correcte funcionament. El condensador de la sortida serà un del tipus electrolític d'alumini perquè no es fabriquen condensadors ceràmics o de plàstic de tant elevades capacitats. Com que la tensió que ha de suportar és unipolar, es pot utilitzar perfectament per aquesta aplicació un condensador electrolític.

## 6.2 Circuit dels *drivers* del convertidor *Full-Bridge*

Els *drivers* són necessaris perquè cal un element d'interfície que rebí el senyal de control del microprocessador i l'amplifiqui per poder fer commutar els transistors del convertidor. Els terminals dels microcontroladors poden subministrar un corrent molt limitat. Per tant, cal aquest element per subministrar la potència que el microcontrolador no pot subministrar.

El convertidor *Full-Bridge* presenta quatre MOSFET per construir un pont complet. Cada un d'aquests MOSFET necessita un driver individual per generar el seu senyal de porta amplificat. Els dos MOSFET de la part inferior del pont en H poden rebre el senyal de control en la mateixa referència que el microcontrolador, ja que els terminals de sortidor i el node de referència de la banda d'entrada coincideixen. En canvi, pels dos MOSFET superiors caldria incorporar un optoacobllador entre la pota del microprocessador i el respectiu driver (o utilitzar un driver amb aïllament intern), a fi de fer que la referència

del senyal es correspongui amb el terminal de sortidor del MOSFET corresponent. A la Figura 6.1 es pot observar el conjunt complet del pont en H de transistors.



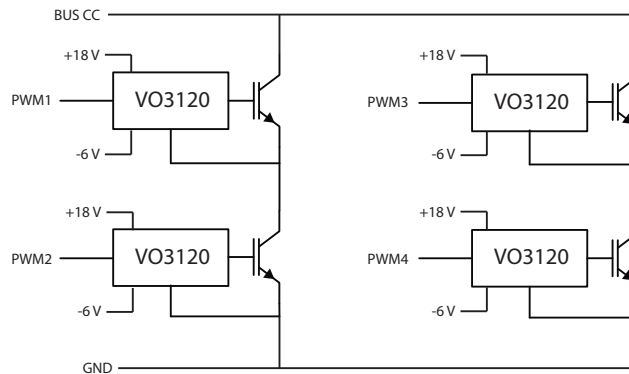
**Figura 6.1:** Sistema de commutació dels MOSFET

Els drivers seran alimentats amb tensions de 18 V i -6 V, connectant la referència d'aquestes dues tensions amb el terminal de sortidor del MOSFET. D'aquesta forma, quan el microprocessador envii un senyal de control de nivell alt (o *high level*, en anglès) pel PWM, el driver aplicarà una tensió entre porta i sortidor de valor 18 V. En canvi, quan el microprocessador envii un senyal de nivell baix (o *low level*), el driver aplicarà una tensió entre porta i sortidor de valor -6 V. Amb una tensió negativa, el driver absorbeix càrrega de les capacitats paràsites del MOSFET, permetent una obertura més ràpida d'aquest.

La raó de l'elecció d'aquests valors és que 18 V és un valor major que la tensió de commutació llindar del MOSFET utilitzat (en anglès, *Threshold Gate Voltage*), que aquest valor es troba dins del rang de tensions de porta que permet el dispositiu (el fabricant informa que el rang de tensions es troba entre +20 V/-10 V), i que aquest valor és molt proper al valor màxim, fent que les pèrdues per conducció es redueixin (ja que la resistència equivalent de conducció  $R_{DS(on)}$  és veu afectada de forma inversament proporcional a la tensió de porta).

Pels drivers dels transistors s'ha escollit el dispositiu VO3120 del fabricant Vishay<sup>®</sup>. Consisteix en un LED acoblat òpticament a un circuit integrat que fa la funció de driver. Les característiques que presenta són la seva ràpida resposta transitòria, la capacitat de subministrar fins a 2,5 A al terminal de porta i l'aïllament òptic que presenta entre entrada i sortida. Aguanta una tensió diferencial d'alimentació de fins a 35 V, i com que es pretén alimentar a 18 V i -6 V, els 35 V són suficients per suportar la diferència de tensió de  $18+6=24$  V. A la Figura 6.2 es mostra un esquema del circuit definitiu.

És important remarcar perquè s'han utilitzat uns drivers aïllats pels transistors de la part baixa del pont en H. El motiu és que si el senyal PWM d'entrada no es fa "flotar", la commutació amb drivers alimentats positiva i negativament no es podria efectuar.



**Figura 6.2:** Sistema de commutació dels MOSFET definitiu

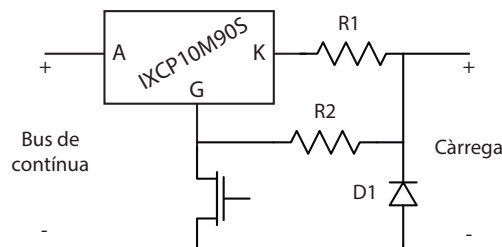
### 6.3 Circuit d'arrencada (o *Start-up*)

Un dels punts crítics més importants d'aquesta font d'alimentació és el problema de l'arrencada. A l'instant inicial, el convertidor no disposa de més tensió que la tensió de bus.

Fins que el control del convertidor *Full-Bridge* no comenci a fer commutar els transistors, la tensió a la sortida serà nul·la, per la qual cosa les fonts d'alimentació que en depenen no podran generar cap de les tensions auxiliars necessàries per alimentar els dispositius.

A més de generar una tensió reduïda, el circuit d'arrencada ha de poder ser deshabilitat, per tal de deixar de consumir energia del bus quan el convertidor ja s'autoalimenta. Els circuits clàssics d'arrencada [5] tenen el problema que no incorporen aquesta funcionalitat, generant pèrdues de forma continua al llarg de tot el temps durant el qual el convertidor es troba treballant, ja que utilitzen divisors resistius en el seu circuit.

La solució escollida en aquest projecte ha estat la que s'explica en [6, p. 4]. Consisteix en utilitzar el regulador de corrent IXCP10M90S juntament amb un díode Zener amb una tensió de ruptura de 24 V, per obtenir una font de 24 V i com a màxim 100 mA. Per a desactivar el circuit, s'utilitza un transistor connectat al terminal de porta del regulador que serà controlat per un dels terminals del microcontrolador. A la Figura 6.3 es mostra un esquema del circuit.



**Figura 6.3:** Circuit d'arrencada proposat

Segons el full de característiques del dispositiu [7], el valor de la resistència R1 limita el corrent que pot entrar al dispositiu IXCP10M90S. Així, per un valor de 10  $\Omega$ , pot passar

el corrent màxim, 100 mA. Com més gran és el valor, menor és el corrent. El fabricant també indica que si la tensió entre els terminals “G” i “K” és inferior a -4 V, el corrent que travessarà el component serà nul, fent que el circuit d'arrencada es trobi desactivat.

Per desactivar el sistema, s'aplica una tensió de porta al transistor MOSFET que farà que entri en estat de conducció. En aquell moment, el terminal “G” estarà connectat a terra, fent que el sistema es reajusti automàticament, obtenint com a resultat una tensió entre “G” i “K” inferior a -4 V. La resistència R2 és una resistència de valor òhmic molt elevat (major a 100 kΩ) per tal d'igualar la tensió de la sortida amb la tensió del terminal “G”.

## 6.4 Microcontroladors

Els microcontroladors que s'utilitzaran per a aquesta font seran del fabricant *Texas Instruments*.

Dins de la llista de diferents microcontroladors que té al seu catàleg, s'ha optat per la varietat *C28x Piccolo MCUs*, la qual és la més econòmica d'entre totes les opcions que ofereix *Texas Instruments*. A dins d'aquest grup hi ha diverses sèries: Piccolo F2802x, Piccolo F2803x, Piccolo F2805x i Piccolo F2806x. La Taula 6.1 mostra una comparativa de les característiques més importants de cada sèrie.

Serie	Freq. CPU	Memòria	Característiques	Preu des de...
Piccolo F2806x	90 MHz	128 kB to 256 kB	Coma flotant	3,61 €
Piccolo F2805x	60 MHz	64 kB to 128 kB	Coma fixa	2,37 €
Piccolo F2803x	60 MHz	64 kB to 128 kB	Coma fixa	2,04 €
Piccolo F2802x	40-60 MHz	16 kB to 64 kB	Coma fixa	1,35 €

**Taula 6.1:** Taula comparativa de les característiques dels microcontroladors “Piccolo”

Per a aquest projecte es necessiten uns microcontroladors que compleixin els següents requisits:

- Dos entrades ADC per les lectures del llaç de control.
- Temps de conversió del mòdul ADC el més ràpid possible, per aconseguir un control més precís.
- Quatre sortides PWM d'alta precisió (HRPWM) per generar els senyals de control de porta dels transistors.
- Canal de comunicació SPI i/o I<sup>2</sup>C, per enviar les dades entre els dos microcontroladors.
- La màxima freqüència d'instruccions possible.
- La quantitat de memòria interna no és un paràmetre crític, ja que el programa que s'implementarà en ell serà molt simple.



Fruit d'aquest estudi, s'ha escollit utilitzar el microcontrolador **TMS320F28027PT** de la serie *Piccolo* de *Texas Instruments*. Les característiques que té són:

- Freqüència d'instruccions: 60 MHz.
- Memòria RAM: 12 kB.
- Memòria Flash: 64 kB.
- Canals PWM: 8 PWM, o 4 HRPWM.
- Canals ADC: 13 canals.
- Resolució dels ADC: 12 bits.
- Temps de conversió de ADC: 217 ns.
- 1 mòdul I<sup>2</sup>C.
- 1 mòdul SPI.
- 22 terminals GPIO.
- Tensió d'alimentació: 3,3 V.
- Encapsulat de 48 pins.

S'utilitzarà aquest mateix model pels dos microcontroladors de la font, a fi de simplificar el disseny.

## 6.5 Comunicació entre els microcontroladors

El microcontrolador del circuit de sortida serà l'encarregat de fer el sensat i calcular el valor del cicle de treball. En canvi, el microcontrolador del circuit d'entrada estarà encarregat d'utilitzar aquestes dades per fer el càlcul dels senyals de porta dels transistors. Per tant, es fa necessari que existeixi comunicació entre ells per poder traspasar les dades d'un a l'altre.

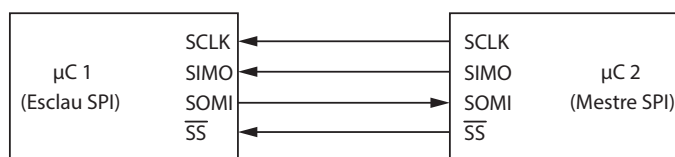
Els microcontroladors que s'usaran disposen de tres mètodes per comunicar-se entre ells: els mòduls SCI, SPI i I<sup>2</sup>C. A l'Annex F es troben detalladament explicades les característiques de tots tres sistemes de comunicació.

Finalment, s'ha escollit utilitzar el bus SPI pels següents motius:

- Presenta la velocitat de transferència més elevada d'entre totes les opcions.
- En aquesta aplicació la transferència d'informació només es produeix entre dos dispositius, per tant, la possibilitat de crear sistemes multi-receptor del sistema de bus I<sup>2</sup>C no és necessària.

- Ja que en aquesta aplicació la comunicació és unidireccional, el dispositiu “mestre” queda definit com el microcontrolador de la banda de sortida, i el dispositiu “esclau” queda definit com el microcontrolador de la banda d'entrada. Per la qual cosa, l'inconvenient de el SPI de no poder tenir sistemes “multi-mestre” no afecta.
- El SPI té un consum menor d'energia perquè calen menys components electrònics per fer-lo funcionar.
- Tot i que el SPI no incorpora cap mecanisme de comprovació de que el paquet de dades ha arribat correctament al receptor, aquesta funcionalitat no és necessària en aquesta aplicació perquè la pèrdua de dades no és crítica. Si un paquet no arriba al microcontrolador de la banda d'entrada, el sistema mantindrà el cicle de treball fins que rebí el següent missatge.

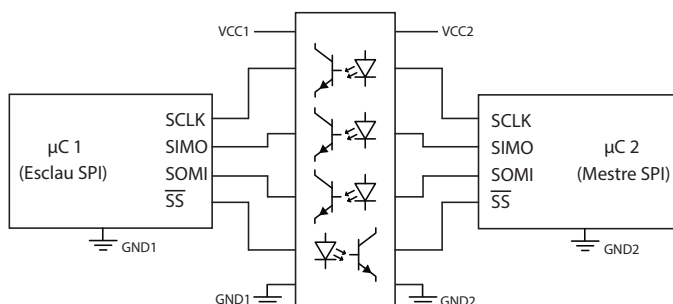
Els microcontroladors TMS320F28027PT que s'utilitzaran a la font incorporen un mòdul SPI. Els quatre terminals que corresponen al SPI s'hauran de connectar entre ells tal com mostra la Figura 6.4.



**Figura 6.4:** Connexió dels terminals SPI dels microcontroladors

A causa d'estar unint elèctricament els circuits de primari i secundari del transformador, serà necessària la utilització d'algun mecanisme d'aïllament en els canals del bus SPI, a fi de garantir l'aïllament exigít a les especificacions.

La solució adoptada consisteix en la inserció entremig d'un mòdul d'optoacobladors d'alta velocitat de resposta. Concretament s'utilitzarà el dispositiu ISO7241C del fabricant *Texas Instruments*. Aquest component incorpora tres canals opto-aïllats d'anada (pels senyals SCLK, SIMO i  $\overline{SS}$ ) i un canal opto-aïllat de tornada (pel senyal SOMI). La connexió del dispositiu es pot veure a la Figura 6.5.



**Figura 6.5:** Connexió dels terminals SPI dels microcontroladors (amb aïllament òptic)

## 6.6 Fonts d'alimentació auxiliars

Les tensions auxiliars necessàries pels dispositius interns són:

- Tensió de **3,3 V** (referenciats al circuit de la **banda de sortida** del convertidor *Full-Bridge*) per alimentar el microprocessador d'aquest costat, el conjunt d'optoacobladors del canal SPI, els amplificadors operacionals dels condicionadors de senyal i altres dispositius auxiliars.
- Tensió de **5 V** (referenciats al circuit de la **banda d'entrada**) per alimentar els controladors dels drivers i altres dispositius associats.
- Tensió de **3,3 V** (referenciats al circuit de la **banda d'entrada**) per alimentar el microprocessador d'aquest costat, el conjunt d'optoacobladors del canal SPI i altres dispositius auxiliars.

Es podrien haver afegit més tensions auxiliars al sistema, però les exposades anteriorment es corresponen a la mínima quantitat de tensions diferents necessàries pel funcionament del convertidor. Cal esmentar que a l'hora de dissenyar una font d'alimentació, totes les tensions auxiliars que es necessitin han de ser generades de forma autosuficient, cosa que provoca l'encariment del sistema. A més, crear més tensions implica la utilització de més convertidors i la generació de majors pèrdues en el sistema, per la qual cosa, en aquesta aplicació s'intentarà minimitzar la quantitat de fonts auxiliars per aconseguir un alt rendiment.

De cara a la creació de les tensions auxiliars internes que calen per alimentar els dispositius de la pròpia font d'alimentació, s'han plantejat diverses alternatives.

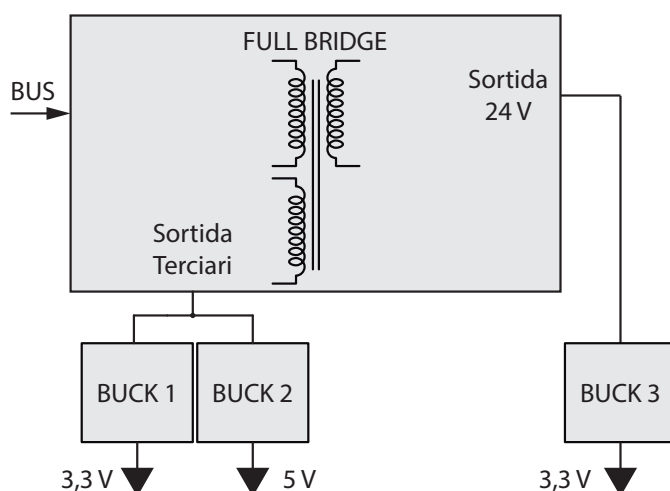
- Creació de fonts d'alimentació aïllades de topologia *Flyback* aïllades per alimentar la banda d'entrada a partir de la sortida.
- Creació de fonts d'alimentació de topologia *Buck* per alimentar cada costat amb una tensió associada a la seva pròpia referència.
- Compra de convertidors CC/CC prefabricats amb aïllament (per exemple, dels fabricants TRACO®POWER o RECOM®).
- Utilització de reguladors lineals per alimentar cada costat amb una tensió associada a la seva pròpia referència.

L'objectiu és aconseguir generar les tensions esmentades de la manera més senzilla i econòmica possible, obtenint un senyal de tensió estable i constant. Tenint present aquestes premisses, la opció d'utilitzar convertidor CC/CC prefabricats hauria de descartar-se, donat l'elevat preu que tenen. Per contra, els reguladors lineals són l'opció més assequible a l'hora de generar tensions, tot i el baix rendiment que presenten. Les fonts *Flyback* són voluminoses i molt més cares que l'opció d'utilitzar convertidors *Buck*.

En conseqüència, l'opció adoptada serà la utilització de convertidors *Buck*.

Finalment, la configuració adoptada per generar les tensions és la següent:

- Per generar la tensió de 3,3 V en la banda de sortida, s'utilitzarà un convertidor de topologia *Buck*, el qual transformarà la tensió de sortida de 24 V a 3,3 V. Aquest *Buck* haurà de generar una tensió de sortida amb molt poc arissat de tensió, ja que els microcontroladors són molts sensibles als canvis de la tensió d'alimentació. Els convertidors *Buck* poden assolir rendiments elevats perquè són fonts commutades, i com que el microcontrolador tindrà un consum reduït, les pèrdues que generarà aquesta font auxiliar no seran excessivament elevades.
- Per generar les tensions de 3,3 V i 5 V a la banda d'entrada, s'actuarà de forma diferent al cas anterior. Ara, en comptes d'agafar directament la tensió de sortida de 24 V del convertidor *Full-Bridge*, es crearà un debanat terciari en el transformador del *Full-Bridge* en cascada amb un filtre bobina-condensador, fent que el conjunt generi també 24 V. Aquests 24 V tindran “referència flotant”, és a dir, no tindran cap referència associada, podent-se connectar directament al circuit de la banda d'entrada del convertidor.



**Figura 6.6:** Conjunt escollit per la generació de les tensions auxiliars

Abans de començar amb el disseny de les fonts, primer cal fer l'estudi de les càrregues a les quals haurà de subministrar corrent. Es farà un estudi per separat de les càrregues per cadascuna de les diferents fonts auxiliars esmentades.

**Font 3,3 V (Entrada):** Les càrregues que té són els optoacobladors ISO7241C (és l'alimentació del costat connectat a la banda de sortida) i el microcontrolador TMS320F28027PT de la banda d'entrada.

Càrrega	Quantitat	Tensió [V]	Corrent [A]	Potència [W]
ISO7241C	1	3,3	0,018	0,0594
TMS320F28027PT	1	3,3	0,07	0,231
<b>TOTAL</b>		3,3	0,088	0,2904

**Taula 6.2:** Taula de consums de la font de 3,3 V de la banda d'entrada

Per tant, la potència nominal que ha de subministrar aquesta font és de 290 mW, la qual cosa equival a un corrent de 88 mA a una tensió de 3,3 V.

**Font 3,3 V (Sortida):** Les càrregues que té són els optoacobladors ISO7241C (és l'alimentació del costat connectat a la banda de sortida), el microcontrolador TMS320F28027PT de la banda de sortida, i els amplificadors operacionals i optoacobladors del sistema de control.

Càrrega	Quantitat	Tensió [V]	Corrent [A]	Potència [W]
ISO7241C	1	3,3	0,011	0,0363
TMS320F28027PT	1	3,3	0,07	0,231
OPA374	1	3,3	0,002	$6,6 \cdot 10^{-3}$
LMP8480	1	3,3	0,002	$6,6 \cdot 10^{-3}$
OPA2354	1	3,3	0,006	$19,8 \cdot 10^{-3}$
SN74LVC2G04	1	3,3	0,001	$3,3 \cdot 10^{-3}$
ACPL-M21L	1	3,3	0,006	$19,8 \cdot 10^{-3}$
<b>TOTAL</b>		3,3	0,098	0,3234

**Taula 6.3:** Taula de consums de la font de 3,3 V de la banda de sortida

Per tant, la potència nominal que ha de subministrar aquesta font és de 323 mW, la qual cosa equival a un corrent de 98 mA a una tensió de 3,3 V.

**Font 5 V (Entrada):** La única càrrega que té són els dispositius MAX256, els quals alhora alimenten els drivers que generen la commutació dels senyals de porta dels transistors. Per tant, en realitat els consums es poden desglossar en tres parts: l'alimentació pròpia dels dos MAX256, les alimentacions pròpies dels drivers VO3120; i la potència necessària per subministrar els pics de corrent per dur a terme les commutacions dels transistors MOSFET.

Càrrega	Quantitat	Tensió [V]	Corrent [A]	Potència [W]
MAX256	2	5	0,003	0,015
Traf. planar	4	5	0,101	0,505
VO3120	4	18-(-6)	0,0015	0,036
C2M0160120D	4			0,096
<b>TOTAL</b>				2,578

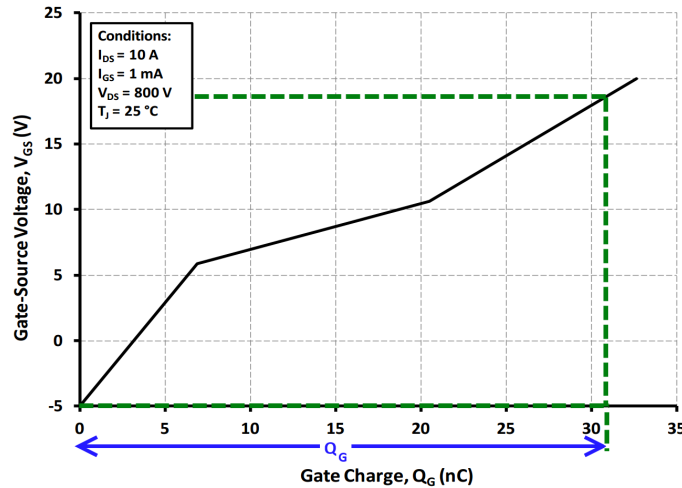
**Taula 6.4:** Taula de consums de la font de 5 V de la banda d'entrada

Els dos MAX256 sempre estaran encesos i actius. En canvi, a l'hora de calcular el consum dels drivers i transistors, no es pot considerar un consum constant per aquests components, ja que només consumeixen polsos de corrent en el moment de la commutació. Per tant, s'han considerat els consums especificant el corrent en valor eficaç, de tal forma que ja es consideri la naturalesa en forma de polsos del seu consum.

Pel càlcul de la potència necessària per fer commutar un transistor MOSFET s'aplicarà la següent fórmula:

$$P_{MOSFET} = Q_G \cdot (V_{G(on)} - V_{G(off)}) \cdot f = 40 \cdot 10^{-9} \cdot (18 - (-6)) \cdot 100 \cdot 10^3 = 0,096 \text{ W} \quad (6.1)$$

on  $Q_G$  és la capacitat paràsit total del transistor, la qual s'extreu de la gràfica corresponent al *datasheet*. La Figura 6.7 en mostra un exemple.



**Figura 6.7:** Gràfica Tensió de porta - Capacitat paràsitica

Per al disseny d'aquestes fonts commutades s'ha aplicat un programari gratuït subministrat pel fabricant de components electrònics *Texas Instruments*. Aquest programa s'anomena WEBENCH<sup>®</sup> Power Designer[8] i consisteix en un assistent automàtic de disseny de fonts commutades per incorporar en plaques de circuit imprès. Mitjançant la introducció de les especificacions bàsiques de la font que es desitja, l'assistent proposa una sèrie de dissenys basats en controladors analògics que compleixin dites especificacions.

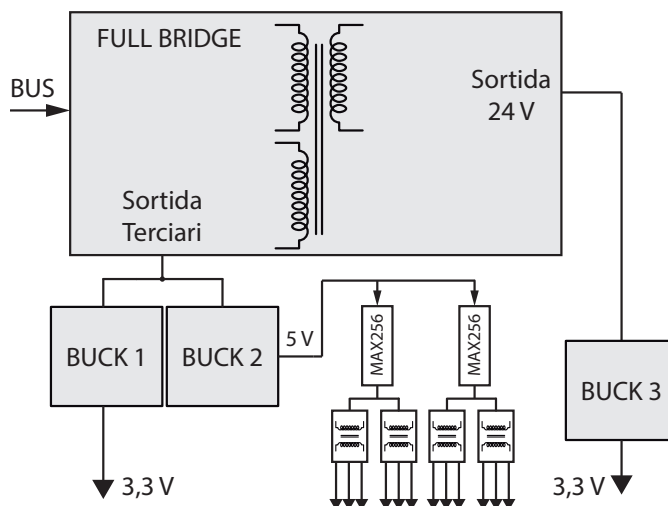
Cal esmentar que totes les fonts han estat dissenyades per poder subministrar més potència que la calculada anteriorment als estudis de consum. El motiu és obtenir un marge de seguretat.

Fent que les fonts auxiliars puguin arrencar amb només 6 V s'aconsegueix que aquestes s'activin abans, obtenint una tensió estable per alimentar el microcontrolador més aviat.

Unes altres tensions de les que no s'havien parlat fins ara són les tensions de 18 V i -6 V necessàries pels terminals de porta dels transistors MOSFET del convertidor *Full-Bridge*. Per aconseguir la tensió de 18 V, es podria optar per utilitzar un simple convertidor *Buck* que transformés els 24 V obtinguts del debanat terciari. No obstant això, cal que aquestes tensions estiguin referenciades als terminals sortidor dels MOSFET, fet que obliga a utilitzar un convertidor amb aïllament. Per la tensió de -6 V existeixen els mateixos problemes de referències de tensió.

La solució adoptada ha estat utilitzar el controlador comercial MAX256 del fabricant MAXIM INTEGRATED<sup>TM</sup>. Aquest component s'alimenta a 5 V (que provindran del

convertidor *Buck* de 5 V de la banda de primari) i, mitjançant un pont en H incorporat, genera una ona quadrada on la meitat del període de commutació es troba a 5 V, i l'altra meitat, a -5 V. La freqüència de la ona pot ser ajustable i s'ha escollit un valor de 700 kHz. Aquest senyal es fa passar a través d'un transformador amb el secundari partit en dos debanats (anomenat en anglès, *Center-tapped Transformer*). A la sortida es té una ona quadrada idèntica amb extrems de 18 V i -6 V. Amb uns díodes es separen les tensions per obtenir-ne tres diferents: 18 V, -6 V i la referència. A la Figura 6.8 es pot veure un esquema conceptual del funcionament del conjunt.



**Figura 6.8:** Sistema de generació de tensions auxiliars (amb MAX256 incorporats)

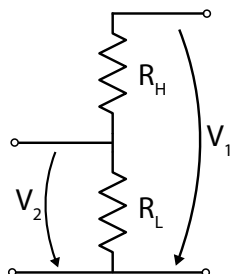
Per a aquesta aplicació s'utilitzaran dos dispositius MAX256, ja que la potència que pot subministrar cadascun d'ells és com a màxim de 2,5 W. En canvi, calen quatre transformadors amb quatre circuits dels debanats secundaris per obtenir les tensions de cada driver. Cal un conjunt de tensions que estiguin referenciades al punt mig de la primera branca del pont en H pel MOSFET  $Q_1$ ; cal un altre conjunt de tensions que estiguin referenciades al punt mig de la segona branca del pont en H pel MOSFET  $Q_3$ ; i calen dos conjunts de tensions referenciades al punt de referència comuna de la banda d'entrada (GND1) pels MOSFETs  $Q_3$  i  $Q_4$ .

## 6.7 Circuits condicionadors dels senyals d'entrada als microcontroladors

A banda dels circuits comentats anteriorment, també calen una sèrie de circuits per modificar i filtrar els senyals provinents dels sensors i així poder ser introduïdes al microprocessador. En aquest cas, calen dos circuits de condicionament de senyal per dos mesures del secundari del convertidor *Full-Bridge*: la mesura del corrent que travessa la bobina i la mesura de la tensió del convertidor de sortida .

### 6.7.1 Mesura de la tensió de sortida

Per mesurar i condicionar el senyal de tensió de sortida s'escull la opció d'utilitzar un divisor resistiu per transformar la tensió del seu valor d'aproximadament 24 V fins un valor més reduït.



**Figura 6.9:** Esquema d'un divisor de tensió resistiu

El divisor de tensió (veure Figura 6.9) és el sistema més senzill i econòmic per escalar una tensió. Fent l'anàlisi del circuit de la figura s'obté la funció de transferència:

$$V_2 = \frac{R_L}{R_L + R_H} V_1 \quad (6.2)$$

L'equació 6.2 és ja lineal per sí mateixa, per la qual cosa no cal linealitzar-la per ser utilitzada en els models.

L'elecció de la utilització d'un divisor resistiu ve donada pels següents motius:

- Senzillesa de disseny i utilització.
- Baix cost.
- No necessita tensions auxiliars d'alimentació.

La raó de baix cost té un gran pes, ja que l'objectiu és crear una font de baix cost i funcional. Una alternativa al divisor resistiu podria haver estat l'ús d'una sonda de tensió, però aquestes tenen un elevat preu.

La no-necessitat d'una tensió d'alimentació és un gran avantatge per una font commutada que disposa d'una varietat molt limitada de tensions disponibles. A més, possiblement una sonda de tensió s'hauria d'alimentar amb una tensió superior a 5 V, per la qual cosa seria precís dissenyar i fabricar un nou convertidor *Buck* exclusivament per a l'alimentació d'aquest component.

Per la relació entre la tensió d'entrada i sortida del divisor resistiu s'escull un valor de  $\frac{30}{3,3} = 9,09$ . D'aquesta manera, pel màxim valor permès de tensió de sortida (30 V) la tensió després del divisor seria de 3,3 V. Els valors òhmics de les resistències del divisor resistiu seran:  $R_H = 26700 \Omega$  i  $R_L = 3300 \Omega$ . Per funcionar adequadament, el divisor resistiu ha d'estar format per resistències amb un valor òhmic molt precís i constant amb



la temperatura, motiu pel qual s'han escollit resistències amb una tolerància de 0,5% i una deriva tèrmica de 25 ppm/°C.

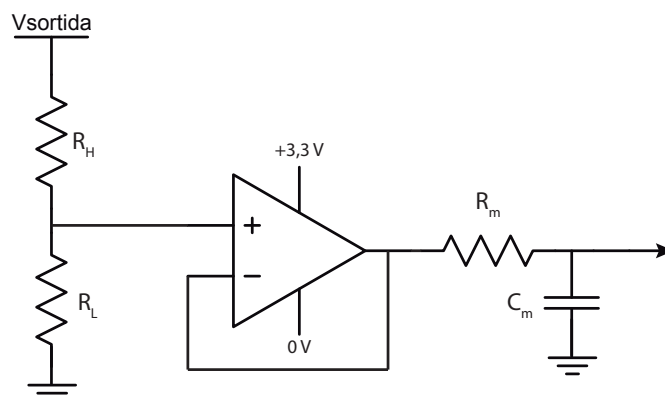
Al punt mig del divisor resistiu es connecta un seguidor de tensió (format per un amplificador operacional realimentat negativament) de forma que la tensió mesurada en el divisor de tensió estigui desacoblada del corrent. Així, s'obté una mesura sense interferències degudes a les caigudes de tensió provocades pel pas de corrent. El dispositiu escollit és l'amplificador operacional OPA374 del fabricant *Texas Instruments*, el qual presenta les següents característiques:

- **Rang d'alimentació:** 2,7 a 5,5 V.
- **Tensió d'“Offset”:** 5 mV.
- **Slew Rate:** 5V/μs.
- Tecnologia **Rail-to-Rail**.
- **Ample de banda:** 6,5 MHz

Degut a que la font té un ventall de tensions molt limitat, es desitja poder alimentar l'amplificador operacional amb la única tensió auxiliar que es disposa a la banda de sortida: els 3,3 V. Per tant, es fa necessari que l'amplificador operacional escollit disposi de la tecnologia *Rail-to-Rail* per poder aprofitar tot el rang d'entrada d'alimentació (de 0 V a 3,3 V) a la sortida del amplificador. El paràmetre *Output-Voltage Swing* defineix la diferència entre la tensió d'alimentació i la tensió de sortida màxima. En aquest cas, el seu valor és de com a màxim 25 mV.

En última instància s'afegeix un altre circuit RC amb una constant de temps  $\tau = RC$  igual al temps de mostreig dels perifèrics ADC del microcontrolador. El fabricant explica que per tal de dur a terme una correcta conversió digital, cal que la tensió de lectura no varii durant la conversió. Amb aquest petit circuit RC s'aconsegueix que la mesura es mantingui estable mentre duri la conversió.

A la Figura 6.10 es pot apreciar l'esquema complet del circuit.



**Figura 6.10:** Circuit condicionador de la mesura de tensió de sortida del convertidor

### 6.7.2 Mesura del corrent que travessa la bobina

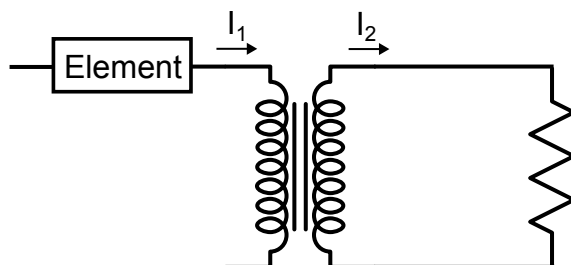
Per fer el llaç de control, primer cal algun sensor que permeti obtenir el valor de la intensitat que travessa la bobina,  $I_L$ .

Per obtenir el valor de corrent, existeixen diversos mètodes per aconseguir-ho. A la Taula 6.5 es mostra una comparativa dels mètodes més comuns.

Mètode	Precisió	Eficiència	Cost	Ample de banda
Transformador de corrent	Alta	Alta	Molt alt	Alt
Sensor d'efecte Hall	Alta	Alta	Molt alta	Mitjana
Resistència de sensat	Mitjana	Molt baixa	Mitjà	Alt

**Taula 6.5:** Taula comparativa entre els diferents sistemes de sensat de corrent

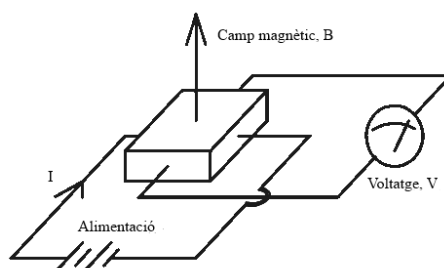
**Transformador de corrent:** Els transformadors de mesura s'utilitzen per reduir el valor de la intensitat a fi d'alimentar els aparells de mesura, ja que els valors d'intensitat que es volen mesurar són massa elevats. Aquests transformadors consisteixen en connectar el debanat primari en serie amb l'element pel qual es vol conèixer la intensitat, apareixent una intensitat en el debanat secundari proporcional a la relació de transformació:  $I_2 = r_t I_1 = \frac{N_1}{N_2} I_1$  (es dedueix que  $N_1 < N_2$  per aconseguir reduir el corrent en el secundari). En bornes del secundari caldrà col·locar algun tipus d'impedància per poder tancar el circuit i que el corrent pugui circular.



**Figura 6.11:** Esquema d'aplicació d'un transformador de corrent

**Sensor d'efecte Hall:** El sensor d'efecte Hall aprofita una propietat física anomenada "Efecte Hall": quan un conductor es troba sota la influència d'un camp magnètic ( $B$ ) i circula per ell una intensitat de corrent ( $I$ ), apareix una diferència de potencial ( $V$ ) en direcció perpendicular a la intensitat i al camp magnètic. La tensió que genera respon a la fórmula:  $V_{hall} = KBI$ , on  $K$  és un paràmetre que depèn del material utilitzat, i  $B$  i  $I$  corresponen al camp magnètic i la intensitat, respectivament. Si el corrent es manté constant, la tensió variarà únicament amb el camp magnètic. Aquesta tensió serà molt petita, generalment al voltant dels microVolts.

Un reconegut fabricant d'aquest tipus de sensors de corrent és l'empresa LEM®.



**Figura 6.12:** Sensor d'efecte Hall

**Resistència de sensat** S'utilitza una resistència en sèrie amb el circuit, a la qual es mesurarà la caiguda de tensió per obtenir el valor del corrent que la travessa fent ús de la Llei d'Ohm:  $V = I \cdot R$ . Aquesta resistència ha de tenir un valor òhmic molt ben definit, per la qual cosa es solen utilitzar un tipus de resistències anomenades *Shunt*. La característica principal que tenen és una baixa tolerància del valor nominal de resistència, i que el seu coeficient de variació de valor òhmic en funció de la temperatura és molt baix.

Finalment, d'entre totes les alternatives, s'escull utilitzar una resistència *shunt*. El motiu és el reduït preu, i amb la precisió que s'obté d'un *Shunt* ja s'aconsegueix una lectura suficientment bona com per complir les sol·licitacions d'aquest projecte.

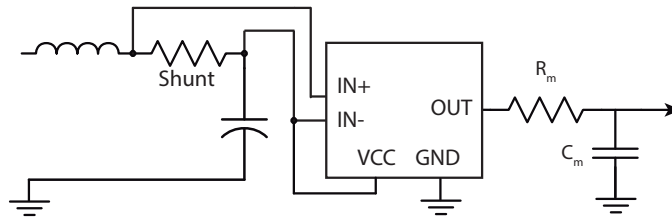
S'usarà una resistència de baix percentatge de tolerància del valor òhmic, baixa deriva tèrmica i que pugui suportar els corrents als que estarà sotmesa.

Per fer la lectura de la caiguda de tensió en la resistència, s'utilitzarà un producte anomenat *Current Shunt Monitors* del fabricant *Texas Instruments*. Concretament, el model LMP8480.

El funcionament intern del LMP8480 consisteix en una configuració d'amplificador diferencial (o restador), amb guany fixe de 60. Presenta unes característiques excepcionals de tolerància d'error i desviació d'*offset*, de forma que estigui especialment dissenyat per poder percebre les reduïdes caigudes de tensió que es generen a les resistències de "shunt". Les tensions d'alimentació que accepta es troben entre 4,5 V i 76 V, és a dir, que es poden alimentar amb la pròpia tensió de sortida de la font.

Ja que el dispositiu té un guany fixe de valor 60, caldrà adaptar el valor òhmic de la resistència de tal forma que quan la resistència rebí el corrent màxim, la caiguda de tensió que es generi provoqui l'aparició de la tensió màxima de 3,3 V a l'entrada del terminal ADC del microcontrolador. També cal tenir present que un valor òhmic alt generarà unes pèrdues de conducció majors en la resistència (ja que  $P = R \cdot I^2$ ), afectant al rendiment de la font. D'aquesta manera, el valor escollit de la resistència és de 18 mΩ, amb una tolerància del 1% i una deriva tèrmica de 25 ppm/°C.

Finalment, es col·loca en sèrie el mateix circuit RC que al condicionador de la tensió, a fi d'estabilitzar el senyal i permetre que el microcontrolador faci la conversió analògica-digital correctament.



**Figura 6.13:** Circuit condicionador de la mesura de corrent de la bobina

## 6.8 Proteccions

En tots els prototips és indispensable afegir una sèrie d'elements de protecció a fi d'evitar la destrucció de components durant les proves experimentals del prototip. La idea en que es basen les proteccions és col·locar un element que eviti les sobretensions i sobrecorrents que es puguin produir al sistema per culpa d'errors de disseny o sol·licitacions excessives de la càrrega.

En general hi ha dos d'elements de protecció: per protegir contra sobretensions i per protegir contra sobrecorrents.

### 6.8.1 Proteccions contra sobretensions

Els elements més utilitzats són els “díodes Zener”, “díodes TVS” (*Transient Voltage Suppressors*, supressors de transitoris de tensió) i els “Varistors”. Tots ells es col·loquen en paral·lel amb la càrrega que es vol protegir.

Aquests components actuen de manera semblant a una resistència variable en funció de la tensió aplicada en borns. Si la tensió aplicada es troba per sota del valor llindar indicat pel fabricant, el component actua com un circuit obert (o realment, com una impedància de valor molt elevat). Per contra, si es supera el valor de tensió aplicat en borns, internament el component es transforma en una impedància molt reduïda, conduint l'excés d'energia a través seu, en comptes de deixar-lo passar cap a la càrrega.

D'aquesta manera, si es supera la tensió llindar pròpia de la protecció, deriven l'energia sobrant a terra per evitar que afecti als components situats aigües avall del circuit.

Així doncs, es col·locarà un varistor amb una tensió llindar de 1000 V per protegir el bus d'entrada contra possibles pics de tensió. També es posaran uns díodes Zener a la sortida de la font per limitar la tensió màxima a 30 V.

A més, es col·locaran uns díodes Zener a les sortides de totes les fonts d'alimentació auxiliars. D'aquesta forma es podrà limitar la tensió màxima que puguin donar.

### 6.8.2 Proteccions contra sobrecorrents

Els elements més utilitzats són els fusibles, els quals es col·loquen en sèrie amb la càrrega.

El seu mètode de funcionament consisteix en que quan es supera el corrent màxim, el dispositiu obre el circuit a causa de la fusió d'un filament conductor.

Es desitja protegir la sortida de 24 V contra curtcircuits o sobrecarregues. Per aquest motiu es col·loca a la PCB un fusible entremig del terminal positiu del condensador de sortida i els connectors de sortida.

Aquest fusible estarà dissenyat per obrir el circuit quan el corrent de sortida sigui superior a 4 A, per tal de donar marge a fi de que no s'activi la protecció quan la font estigui subministrant la seva càrrega màxima de 3 A.



## Capítol 7

# Programació dels microcontroladors

Com ja s'ha explicat anteriorment, els microcontroladors utilitzats per aquesta aplicació són els dispositius TMS320F28027PT del fabricant *Texas Instruments*, els quals es programen usant llenguatge C a través d'un programari especialitzat anomenat *Code Composer Studio*, en la seva versió v5.5.

Una característica important és que aquests microcontroladors no disposen de capacitat per operar amb “números de coma flotant” (tipus *float*), per la qual cosa serà necessari aplicar una llibreria anomenada “IQmath”[9], la qual es proporciona pel propi fabricant. La llibreria “IQmath” permet treballar amb valors decimals utilitzant valors enters.

Una variable “IQx” és una variable de 32 bits, on els últims “x” bits serveixen per definir la part decimal, el primer bit indica el signe, i la resta de bits serveixen per representar la part entera.

Cal recordar que aquesta font implementa dos microcontroladors. Per fer més entenedores les explicacions, a partir d'ara es farà referència al microcontrolador de la banda d'entrada com a  $\mu C1$ , mentre que, al de la banda de sortida, com a  $\mu C2$ .

### 7.1 Implementació dels algorismes de control

Primerament, pel fet de disposar de dos microcontroladors, serà necessari crear dos projectes de programa diferents.

El  $\mu C1$  tindrà programats els mòduls PWM (per generar els senyals de porta dels transistors) i el mòdul SPI (per rebre la informació que envia l'altre microprocessador). En canvi, el  $\mu C2$  utilitzarà els mòduls ADC (per fer la recaptació de dades necessàries pel llac de control) i el mòdul SPI (per transmetre aquestes dades a l'altre microcontrolador).

L'esquema conceptual del sistema de control que s'implementarà serà la següent:

1. Inicialment el  $\mu C2$  es trobarà apagat, mentre que el  $\mu C1$  estarà encès i farà commutar

els transistors MOSFET en llaç obert (sense realimentació de la sortida) amb un cicle de treball prefixat.

2. Passat un temps determinat, el convertidor ja funcionarà amb una tensió de sortida suficientment elevada com per alimentar el segon microcontrolador i encendre'l.
3. El  $\mu C2$ , recentment encès, començarà a iniciar la seqüència següent: adquisició de lectures del ADC, càlcul del controlador Proporcional-Integral i enviament de la consigna de cicle de treball per SPI. Aquesta seqüència la durà a terme de forma indefinida, fins que la font s'apagui.
4. Paral·lelament, un cop que el  $\mu C1$  rebí el primer missatge per SPI, ràpidament desactivarà el circuit d'arrencada, ja que en aquell moment ja significa que el convertidor funciona de forma autosuficient.
5. El  $\mu C1$  canviarà la modalitat de generació dels senyals PWM per passar de fer un cicle de treball constant predefinit a utilitzar el valor de cicle de treball que arribarà pel bus SPI.

Tot aquest procés es pot representar gràficament a través d'un diagrama de flux, el qual expressa d'una manera organitzada els diferents processos de control. A la Figura 7.1 es mostren aquests diagrames pels dos microcontroladors de la font.

## 7.2 Configuració del mòdul ADC

El  $\mu C2$  serà l'encarregat de fer les lectures dels senyals del convertidor *Full-Bridge*. Per tant, serà l'únic dels dos microcontroladors que farà ús del mòdul ADC.

El mòdul ADC del microcontrolador serà programat per tal que faci les lectures en "Simultaneous mode", el qual consisteix en que el mostrejador es tanca alhora en el canal ADCINxA i al ADCINxB. D'aquesta manera, si connectem el canal A al condicionador de tensió i el canal B al condicionador de corrent, es podran fer mesures simultànies alhora. Després, la conversió de totes dues mesures es farà seqüencialment.

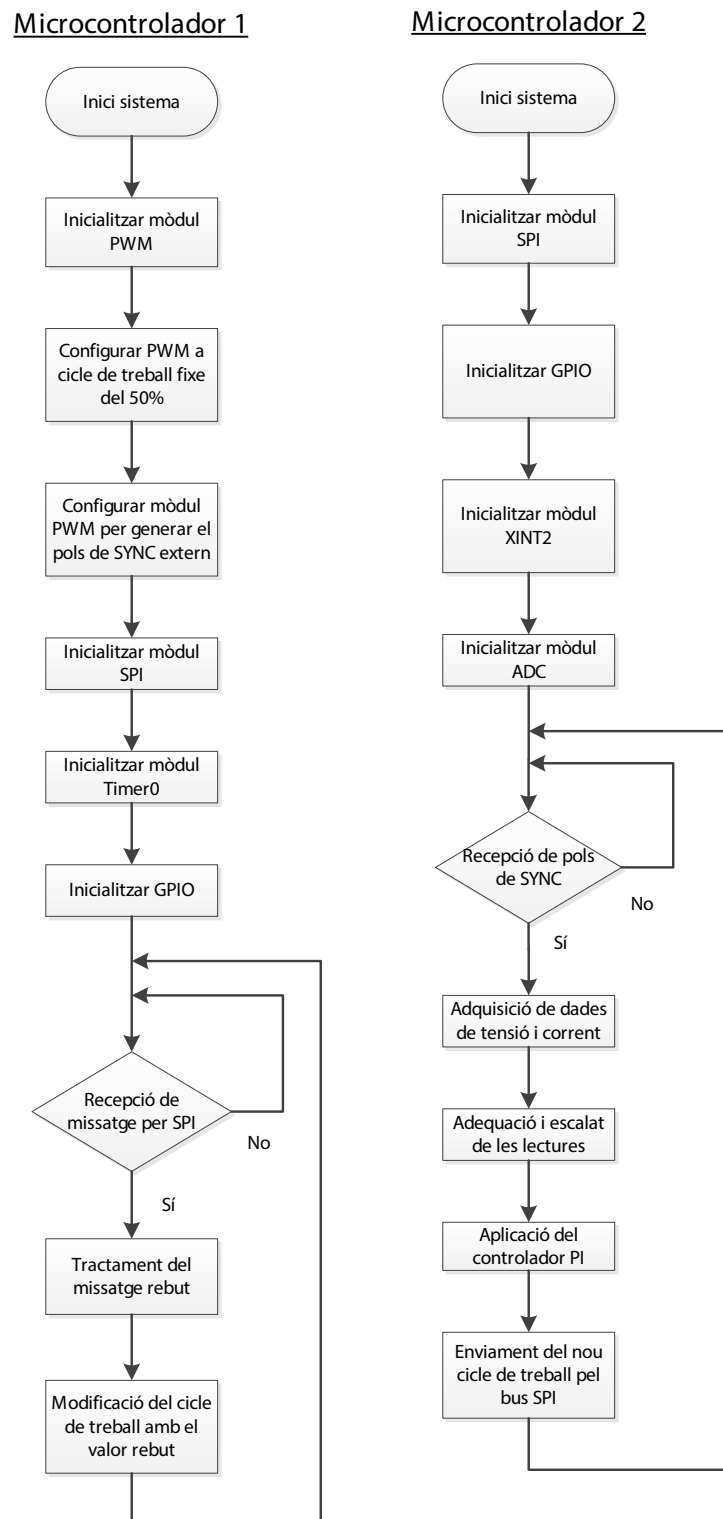
Tota aquesta informació sobre el funcionament del mòdul es pot trobar a [10], document subministrat pel propi fabricant *Texas Instruments*.

Es duran a terme dues mostres de cada senyal per tal d'augmentar la precisió de la lectura. És a dir, es faran dues lectures de la tensió de sortida del convertidor i dues lectures del corrent que travessa la bobina de sortida.

Es desitja que la presa de valors del mòdul ADC s'efectuï a una freqüència igual a la freqüència de commutació dels transistors, és a dir, a una freqüència de 100 kHz. D'aquesta manera, durant cada període de commutació es podrà modificar el valor del cicle de treball per tal de realitzar un control molt més acurat.

Durant la fase de disseny es va tenir el problema de com sincronitzar els dos microcontroladors per tal de fer les lectures en el moment correcte. Si es programava un temporitzador de forma que fes saltar la conversió de l'ADC a 100 kHz, es tindria el problema de que a





**Figura 7.1:** Diagrama de flux del sistema de control

causa de la deriva dels rellotges interns, la conversió no es produiria sempre a 100 kHz. Llavors, podria ser que existís un desfasament acumulat on la lectura es fes just quan es commuten els transistors. En aquell moment existeixen oscil·lacions que provocarien grans errors de lectura.

Per solucionar aquest problema, es farà que la iniciació del mostreig/conversió estigui comandada per un pols que serà enviat pel  $\mu C1$ . Aquest pols travessarà un optoacoblador per tal de garantir l'aïllament entre les dues bandes. El senyal entrarà en un terminal del  $\mu C2$  habilitat amb la funcionalitat XINT, que permet la creació d'interrupcions amb senyals externes.

### 7.3 Implementació del controlador PI

A causa d'utilitzar un microcontrolador, el llaç de control haurà de ser en **temps discret**, ja que el mòdul ADC mostrejarà els senyals a una freqüència constant.

El mètode de control d'aquest convertidor *Full-Bridge* estarà format per un doble llaç. El sistema de control en doble llaç utilitza dos llaços de realimentació: el llaç exterior de tensió (més lent), el qual compara la consigna de tensió amb el valor de la mesura de tensió pressa; i un segon llaç interior (més ràpid) on es pren una mostra del corrent que travessa la bobina L i la compara amb la sortida del controlador Proporcional-Integral (PI) del llaç de tensió. D'aquesta manera, es millora el control, podent regular el corrent per evitar sobrecàrregues.

S'ha escollit utilitzar controladors PI per cadascun dels controls dels llaços. La part derivativa del controlador no és necessària, ja que tot i que aportaria una major precisió i velocitat al control, també produeix inestabilitats i amplifica el soroll dels senyals.

Encara que molts dels aspectes d'un sistema de control es poden entendre a partir de la teoria de control lineal, alguns efectes no lineals han de ser presents a l'hora de d'implementar un controlador. Un exemple d'aquests casos de no linealitat és la limitació del cicle de treball d'un transistor commutant en un convertidor estàtic.

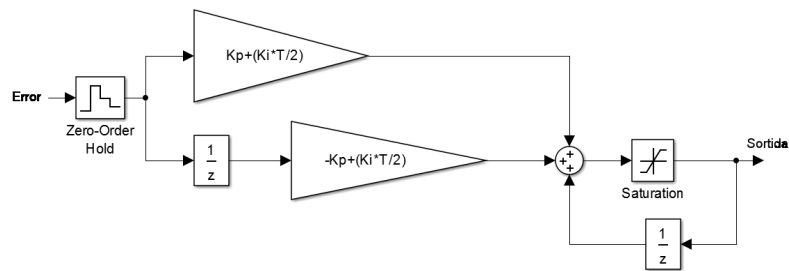
En qualsevol sistema de control podria succeir que la variable de control arribés als límits prefixats de l'actuador. Quan això passa, el llaç de realimentació del control es manté en el valor límit independentment de la sortida del procés. Si s'utilitza un controlador amb acció integral, l'error continuarà sent integrat, incrementant encara més el seu valor. Això significa que el terme integral pot tornar-se molt gran i produir-se l'efecte anomenant *Wind-up*.

Per evitar que aparegui aquest fenomen indesitjat existeix una solució: els anomenats mètodes de desaturació del terme integral (més comunament anomenats mètodes *anti-windup*).

Els controladors PI d'aquest convertidor utilitzaran mètodes *anti-windup*.

Per aquesta aplicació en concret, s'utilitzarà un controlador PI incremental de temps discret. A la Figura 7.2 es mostra l'esquema de blocs d'aquest controlador.

L'avantatge que presenta aquesta estructura de controlador PI és que incorpora saturació a la sortida.



**Figura 7.2:** Diagrama de blocs del controlador PI utilitzat

A l'Annex G.2 es procedeix al càlcul de la funció de transferència del sistema, a fi de trobar els valors de les constants  $K_p$  i  $K_i$  dels dos controladors. Com a resultat d'aquest càlculs teòrics amb un model ideal, s'obtenen els valors següents:

	$K_p$	$K_i$
Llaç de corrent	0,3	173,6
Llaç de tensió	0,1	143,2

**Taula 7.1:** Valors teòrics dels paràmetres dels controladors PI

A causa de la utilització d'un model ideal i lineal, ha calgut ajustar posteriorment aquests valors obtinguts per compensar les caigudes de tensió i els efectes no-lineals que generen els components reals.

## 7.4 Configuració del mòdul SPI

El bus de comunicació SPI permetrà que el  $\mu C2$  envii el cicle de treball resultant del llaç de control al  $\mu C1$ . Així, el segon microcontrolador serà el dispositiu “mestre”, mentre que l'altre serà el dispositiu “esclau”.

Pel canal SPI s'enviarà un missatge de 16 bits, el qual estarà format pels bits menys significatius d'un número en format IQ16 (16 bits per la part entera i 16 bits per la part decimal). D'aquesta manera, si només s'envien els 16 bits menys significatius d'un número “IQ16”, únicament s'està enviant la part decimal (un número real entre 0 i 1). Com que el valor del cicle de treball només admet valors de 0 fins a 0,5, ja es suficient només enviar un missatge de 16 bits. La resolució d'un número expressat en “IQ16” és d'aproximadament  $1,5 \cdot 10^{-5}$ , suficient per aquesta aplicació.

La velocitat d'enviament de dades serà escollida en funció del següent càlcul:

D'una banda, és necessari enviar els 16 bits corresponents al cicle de treball, amb una freqüència de 100 kHz, ja que és la freqüència màxima a la qual es pot canviar el valor del cicle de treball del senyal PWM.

$$Baudrate_{SPI} = 16 \text{ bits} \cdot 100000 \text{ Hz} = 1,6 \text{ Mbps} \quad (7.1)$$

Per altra banda, la freqüència a la que es pot configurar el SPI del microcontrolador no admet totes les velocitats. Només admet divisors enters del rellotge intern del microcontrolador.

Per tant, la velocitat que més s'acosta al valor obtingut en l'equació 7.1 és 2,5 Mbps.

Tot aquesta informació sobre el funcionament del mòdul es pot trobar a [11], document subministrat pel propi fabricant *Texas Instruments*.

## 7.5 Configuració del mòdul PWM/HRPWM

Finalment, al  $\mu\text{C1}$  s'ha de configurar el mòdul PWM per poder generar les ones quadrades que seran les encarregades d'obrir i tancar els transistors del pont en H.

Les ones PWM seguiran el mètode de **Lliscament de Fase** (o *Phase Shift*).

El mètode *Phase Shift* consisteix en utilitzar les quatre combinacions d'estats que poden tenir les dues branques de transistors, per tal de variar el desfasament entre els senyals de control d'ambdues branques. Amb aquest mètode s'obté a la sortida un senyal quadrat altern.

Les combinacions possibles són:

	Transistors tancats	Transistors oberts
Comb. A	1, 4	2, 3
Comb. B	1, 3	2, 4
Comb. C	2, 3	1, 4
Comb. D	1, 3	2, 4

**Taula 7.2:** Combinacions d'estats dels transistors

El mètode es basa en anar alternant les diferents combinacions per generar l'ona alterna desitjada. Durant les combinacions "A" i "C" de la Taula 7.2, el debanat primari del transformador serà alimentat i, per tant, es carregarà la bobina  $L$  del secundari. En canvi, durant les combinacions "B" i "D", no s'aplicarà tensió, i la bobina i el condensador de sortida hauran de subministrar energia a la càrrega amb la energia que van emmagatzemar en els estats anteriors.

Existeixen dues maneres de construir el cicle de commutació:

- Patró de commutació amb nivell nul repetit.
- Patró de commutació amb nivell nul altern.

La primera opció consisteix en que el nivell nul de tensió al primari del transformador el proporcionin sempre els mateixos dos transistors. Aquest mètode provoca que aquests dos transistors pateixin més estrès de treball que els altres, fent que es deteriorin més ràpidament.

Aquestes dues seqüències de commutació són exemples amb nivell nul repetit.

$$A \Rightarrow B \Rightarrow C \Rightarrow B$$

$$A \Rightarrow D \Rightarrow C \Rightarrow D$$

En canvi, la segona opció consisteix en que el nivell nul de tensió al primari del transformador el generin alternativament la parella inferior i la parella superior de transistors. D'aquesta manera es reparteixen equitativament l'estrès generat, permetent reduir l'esforç que han de suportar, ja que cada parella ha de generar la tensió nul·la durant la meitat de temps.

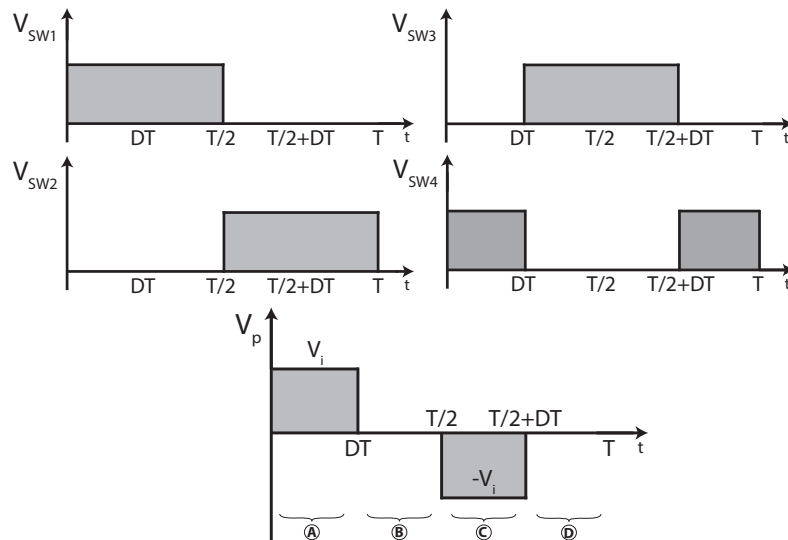
Aquestes altres dues seqüències de commutació són exemples amb nivell nul altern.

$$A \Rightarrow B \Rightarrow C \Rightarrow D$$

$$A \Rightarrow D \Rightarrow C \Rightarrow B$$

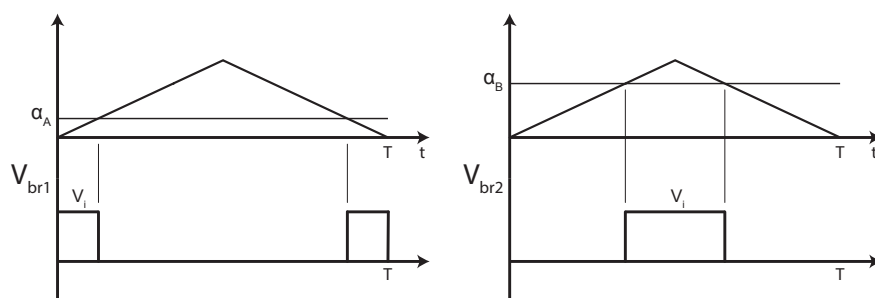
Per tant, queda clar que el segon patró de commutació és més eficient, distribuint l'estrès equitativament entre els transistors de manera que s'evita haver de sobredimensionar els que tenen un regim de treball més elevat. Finalment, es decideix adoptar aquest sistema de commutació per tal de fer operar el convertidor *Full-bridge* d'aquesta aplicació.

Per poder obtenir el cicle de commutació amb *Phase-Shift*, una de les maneres d'aconseguir-ho és mitjançant els senyals de porta dels transistors que es mostren a la Figura 7.3. A la sortida del pont complet de transistor s'obté una ona quadrada alterna.



**Figura 7.3:** Senyals de porta ( $V_{SWx}$ ) per crear la tensió alterna del debanat primari ( $V_p$ )

No obstant, aquests senyals de control són difícils de crear per un microprocessador. Cal adaptar aquest mètode per ser utilitzat mitjançant generadors d'ones PWM, és a dir, mitjançant la comparació entre una ona constant i una ona triangular simètrica de freqüència igual a la freqüència de commutació (veure Figura 7.4). Per aconseguir-ho, es fa que  $\alpha_A = 1 - \alpha_B$ . Les variables  $\alpha_A$  i  $\alpha_B$  corresponen al cicle de treball de cada branca de transistors per separat.



**Figura 7.4:** Senyals PWM d'ambdues branques de transistors

Amb això, s'aconsegueix la tensió alterna en el primari del transformador que es correspon amb el cicle de treball indicat.

El mòdul PWM es configurarà a una freqüència de 100 kHz i es configuraran els “temps morts” adients per evitar l'aparició de curtcircuits de branca pel fet de tenir ambdós transistors d'una mateixa branca tancats alhora.

Així mateix, un complement que s'haurà d'utilitzar és el mòdul HRPWM. Consisteix en un mòdul PWM d'alta precisió.

El motiu d'utilitzar aquest mòdul radica en la necessitat de tenir una elevada precisió del cicle de treball en la generació dels senyals PWM. A causa de l'elevada tensió d'entrada, un error de precisió en el cicle de treball implica que la relació Volts-Segon que veu el transformador presenti un error amplificat 800 vegades més. Si el senyal de tensió a l'entrada del transformador tingués valor mig, aquest sofriria un fenomen de saturació que provocaria el mal funcionament de la font. Per aquesta raó, és necessària l'aplicació del mòdul HRPWM per corregir els errors en la generació d'un exacte cicle de treball.

## Capítol 8

# Implementació del prototip

Un dels objectius d'aquest projecte és la fabricació d'un prototip, per tal de comprovar que el disseny funciona adequadament.

### 8.1 Estructuració del prototip

De cara a donar forma física a la font d'alimentació, s'ha decidit separar els components que la formen en tres PCB diferenciades. Construint una font modular es guanya en versatilitat, ja que permet l'intercanvi de les PCB per afegir noves funcionalitats. Alhora permet la comprovació individual dels diferents sistemes, permetent un fàcil manteniment en cas de fallada.

A continuació es presentaran els noms de les tres PCB i els elements de la font que contenen en elles.

1. **Placa *BLACKOUT***: Conté els elements d'electrònica de potència del convertidor *Full-Bridge*, és a dir, conté el pont de transistors MOSFET, el transformador de potència i el rectificador i filtres de sortida de la font. També incorpora el circuit d'arrencada.
2. **Placa *BLACKHOLE***: Conté el conjunt de drivers i les alimentacions aïllades que necessiten.
3. **Placa *SPACEHECTOR***: Conté el sistema de control, format pels dos microcontroladors units pel bus SPI. Incorpora també les fonts d'alimentació per generar els 3,3 V amb que funcionen.
4. A més a més, es crearan unes plaques auxiliars per a la placa *BLACKOUT*, les quals contindran els debanats secundari i terciari del transformador.

Tot aquest assemblatge es realitzarà de forma vertical, col·locant les plaques *BlackOut* i *SpaceHector* paral·lelament una a sobre de l'altra. En canvi, les plaques *BlackHole* aniran col·locades perpendicularment a la placa de potència. Les connexions elèctriques entre

PCB es realitzaran per mitjà de tires de connectors metàl·lics verticals (anomenats *Pin-Strip*).

Per a realitzar els dissenys dels *layouts* de cada placa, s'han tingut en consideració una sèrie d'aspectes:

- Garantir les distàncies d'aïllament entre els elements de la part alta del pont en “H” amb els elements de la part baixa. Cal recordar que el punt mig de cada branca oscil·la entre 0 V i 800 V, de manera que a vegades els elements de la part alta estaran referenciats a una tensió de 800 V positius.
- Garantir les distàncies d'aïllament entre els elements de la banda d'entrada i la banda de sortida. Els únics elements que poden connectar ambdós costats són el transformador del convertidor *Full-Bridge* i els optoacobladors del control.
- Posar una mida de les pistes suficientment gran a la sortida del *Full-Bridge* per poder suportar els 3 A màxims que poden travessar el circuit quan la font hagi de subministrar la seva potència màxima.
- Procurar que els elements més crítics o sensibles es trobin a prop dels dispositius amb els que es relacionen. Un exemple són els JTAGs per programar els microcontroladors, o els *drivers* de cadascun dels MOSFETs.

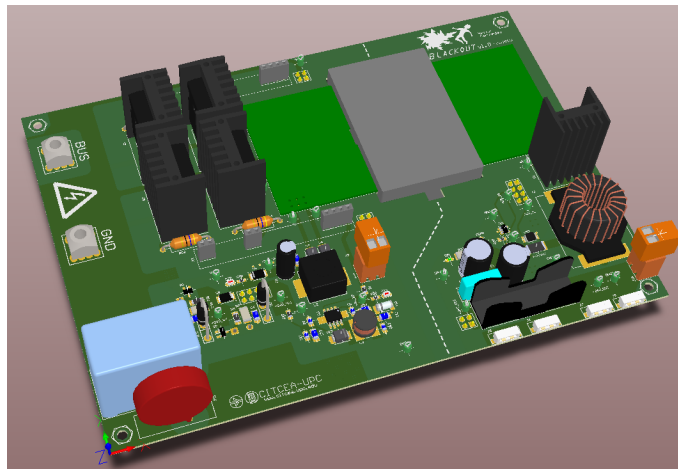
Un recurs útil que subministra l'empresa *Texas Instruments* és una nota d'aplicació consistent en una sèrie de pautes i consells per fer la connexió de pistes als microcontroladors [12].

A l'Annex H es troben els esquemes elèctrics de totes les PCB.

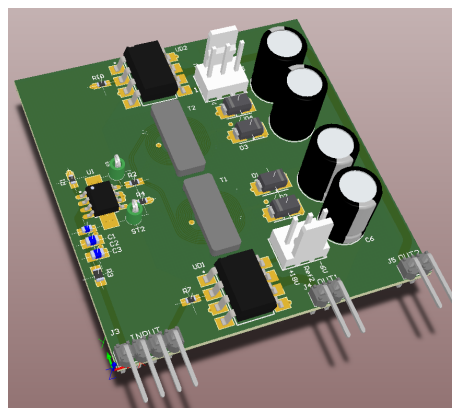
## 8.2 Disseny de les PCB

Fruit del disseny de les PCB amb el software de CAD elèctric *Altium Designer*, s'han creat les plaques següents:

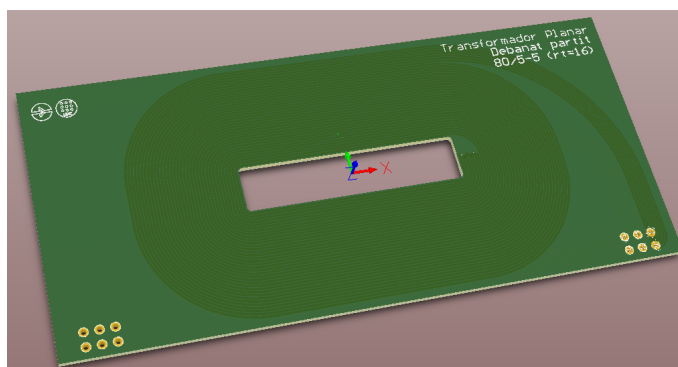




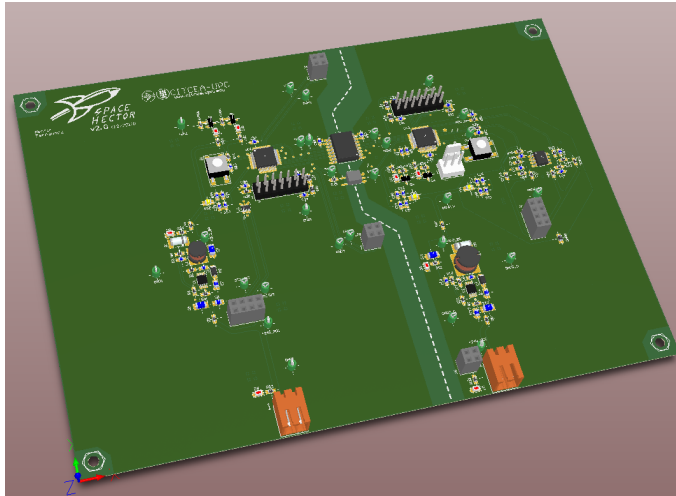
**Figura 8.1:** Dibuix 3D de la PCB *BlackOut*.



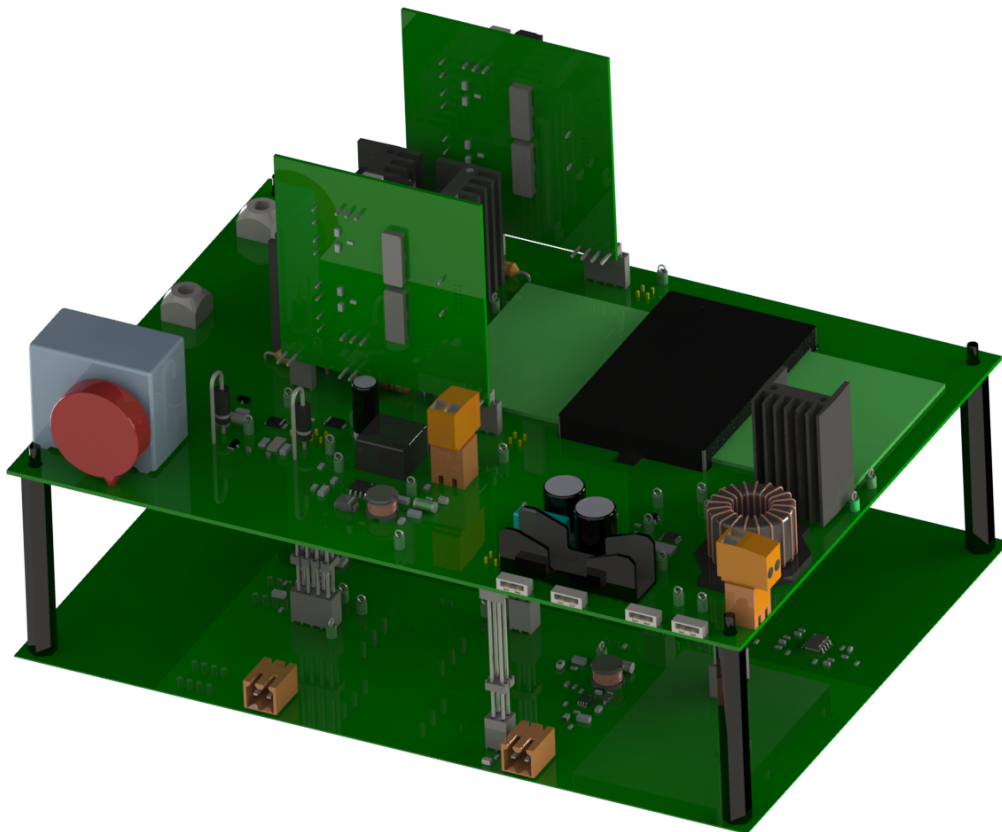
**Figura 8.2:** Dibuix 3D de la PCB *BlackHole*.



**Figura 8.3:** Dibuix 3D de la PCB auxiliar.



**Figura 8.4:** Dibuix 3D de la PCB *SpaceHector*.



**Figura 8.5:** Imatge digital del conjunt del prototip assembletat.

## Capítol 9

# Resultats experimentals

Finalment, l'última etapa del procés de creació d'aquesta font és construir el prototip i provar-lo per assegurar el seu correcte funcionament.

### 9.1 Prototip final

Per realitzar les primeres proves, l'equip s'ha alimentat amb un autotransformador trifàsic connectat a xarxa de 400 V fase-fase. A la sortida del autotransformador es col·loca un rectificador complet de díodes, per tal de generar un bus de tensió contínua entre 0 i 650 V. Per les proves finals la font ha estat incorporada a un equip d'electrònica de potencia, el qual podia subministrar una tensió de bus de 800 V.

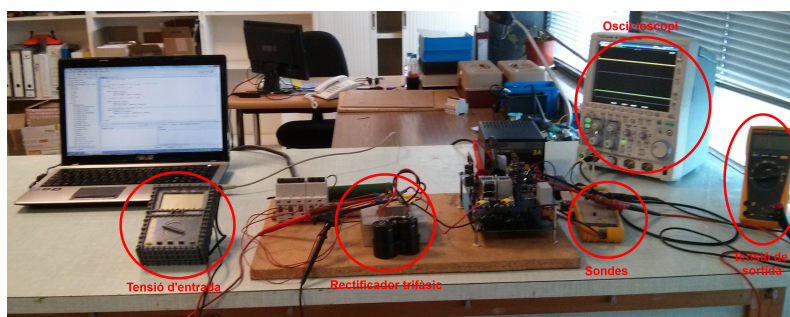
A la sortida de la font es connectarà una càrrega resistiva que simularà les diferents càrregues que s'esperen que es connectin a ella en el futur.

Els equips de mesura i fonts auxiliars utilitzats per a realitzar les proves han estat els següents:

- Oscil·loscopi YOKOGAWA model DM2024, amb 4 entrades diferencials no aïllades i una freqüència de mostreig de 5 GS/s.
- Sondes de tensió aïllades i no aïllades, per a la mesura dels diferents conjunts de voltatges.
- Multímetre digital *Fluke* 175.
- Multímetre CHARVIN ARNOUX MAX3000.

### 9.2 Banc de proves

A la Figura 9.1 es mostra l'entorn de treball on s'han realitzat les proves experimentals d'aquesta font commutada.



**Figura 9.1:** Imatge del banc de treball utilitzat per fer les proves (vista forntal).



**Figura 9.2:** Imatge del banc de treball utilitzat per fer les proves (vista lateral)

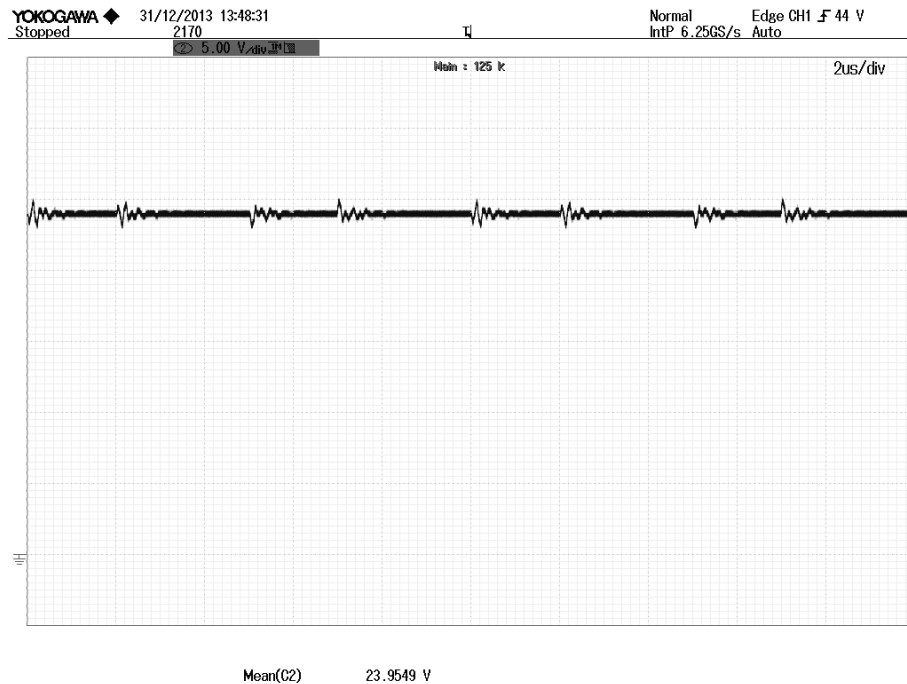
## 9.3 Resultats

A continuació es mostraran els resultats obtinguts en les mesures de les proves realitzades.

### 9.3.1 Tensió de sortida

El llac de control està programat per estabilitzar la tensió de sortida a un valor de 24 V. A la Figura 9.3 es pot apreciar el senyal de la tensió de sortida sota les següents condicions d'operació: tensió de bus de 650 V i càrrega de sortida de 18  $\Omega$ .

L'arriestat de tensió és molt petit ( $< 0,1$  V), amb la qual cosa s'obté un senyal de 24 V constant i precisa. Tot i això, tal com es veu a la Figura 9.3, existeixen unes petites oscil·lacions provocades en els instants de les commutacions dels transistors.



**Figura 9.3:** Tensió de sortida, per  $V_{bus} = 650$  V i  $R = 18$   $\Omega$ .

### 9.3.2 Senyals de porta dels transistors

Els senyals de porta que s'envien al transistor són l'element clau pel correcte funcionament del convertidor *Full-Bridge*. Com s'ha comentat en capítols anteriors, el mètode de commutació utilitzat s'anomena *Phase-Shift*.

A continuació es mostren els senyals de control PWM que surten del  $\mu C1$  (Figura 9.4), així com les tensions entre els terminals porta i sortidor dels transistors (Figura 9.5). D'aquesta manera es pot apreciar el retard a causa del *driver* i veure com la resistència de porta distorsiona el senyal quadrat.

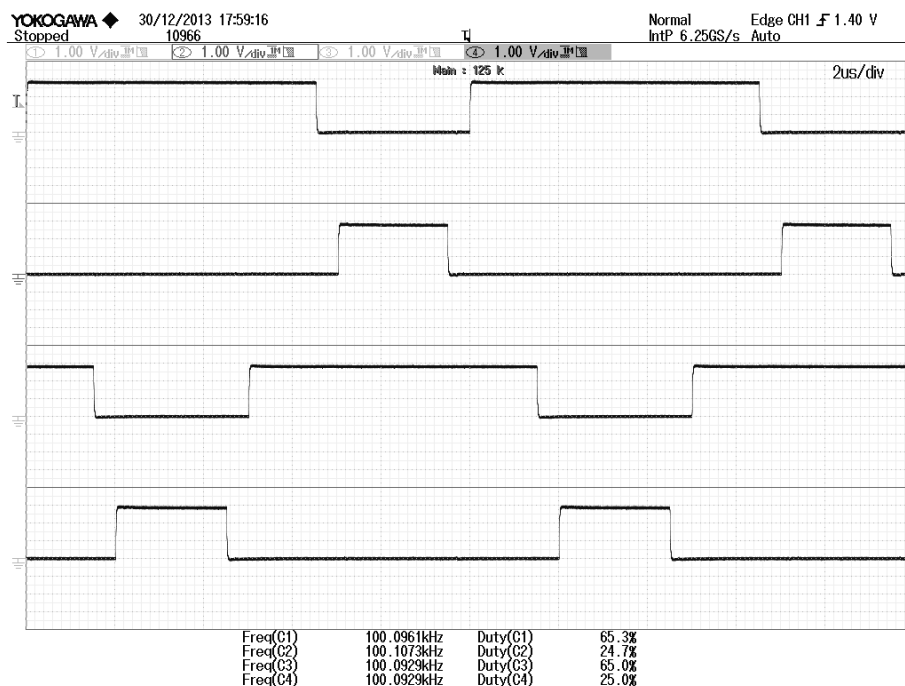
### 9.3.3 Senyals de tensió del transformador de potència

Un dels objectius principals d'aquest projecte era provar de fabricar un transformador on s'apliqués la nova tecnologia de transformadors planars.

Les Figures 9.6 i 9.7 mostren els senyals d'entrada i sortida del transformador, respectivament. L'assaig es va realitzar amb la font en llaç obert, sota les condicions de cycle de treball del 30%, tensió de bus  $V_{bus} = 650$  V i càrrega resistiva  $R = 18$   $\Omega$ .

### 9.3.4 Aïllament entre l'entrada i la sortida

A fi de comprovar la tensió diferencial màxima que pot suportar la font entre ambdues referències, s'ha utilitzat el megòhmetre (o "Megger") *FLUKE 1507*.



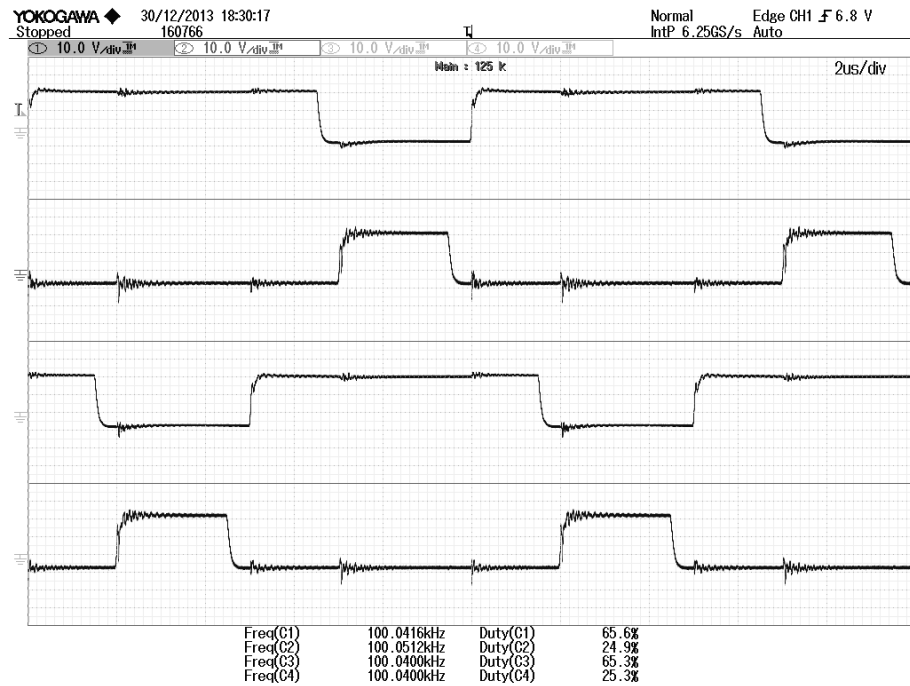
**Figura 9.4:** Senyals PWM del  $\mu C1$ , per  $D = 0,3$ . De dalt a baix, senyals PWM1, PWM2, PWM3 i PWM4.

El funcionament d'aquest dispositiu es basa en l'anàlisi de resistències elèctrica elevades. Durant la prova, el megòhmetre genera una elevada tensió i analitza el valor òhmico del circuit aplicant la Llei d'Ohm. Si el resultat és qualsevol lectura entre 2 i 1000 M $\Omega$ , usualment es considera que el circuit provat presenta un aïllament igual o superior a aquella tensió.

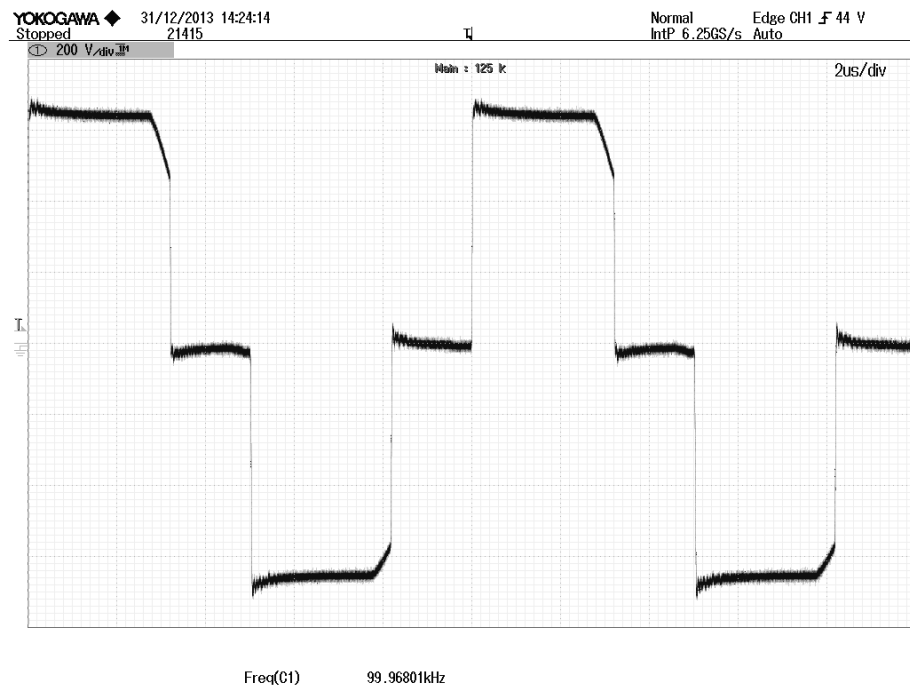
Fruit de l'ús d'aquesta eina, s'ha comprovat satisfactòriament que la font presenta un aïllament entre l'entrada i la sortida de com a mínim 500 V.

### 9.3.5 Rendiment de la font

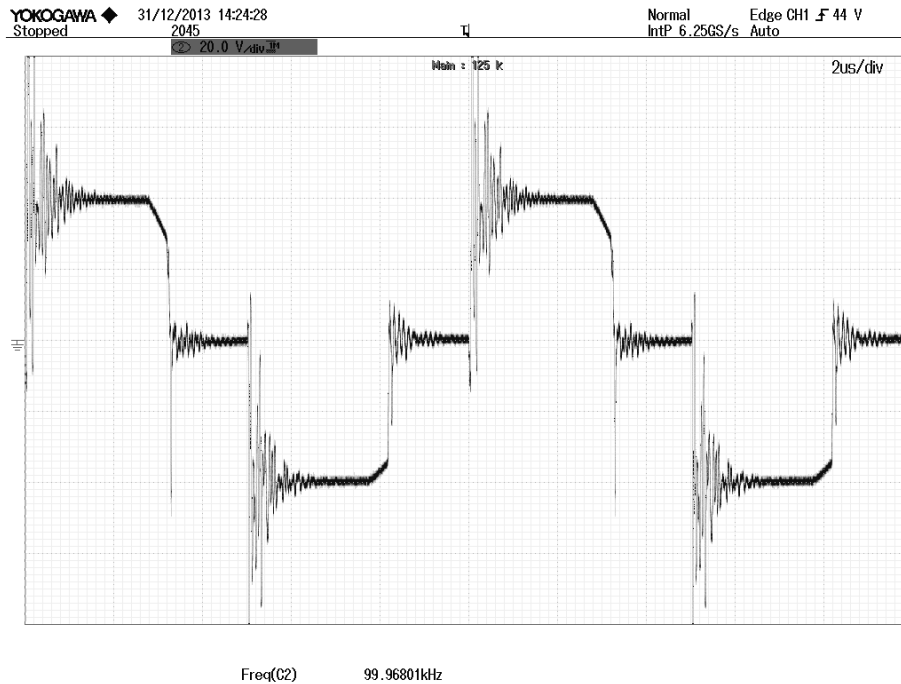
Un paràmetre important a conèixer és el rendiment final que tindrà aquesta font. A causa de que el rendiment varia en funció dels paràmetres d'entrada i sortida de l'assaig, s'ha creat un gràfic on es detalla el rendiment per a diferents càrregues de sortida (Figura 9.8).



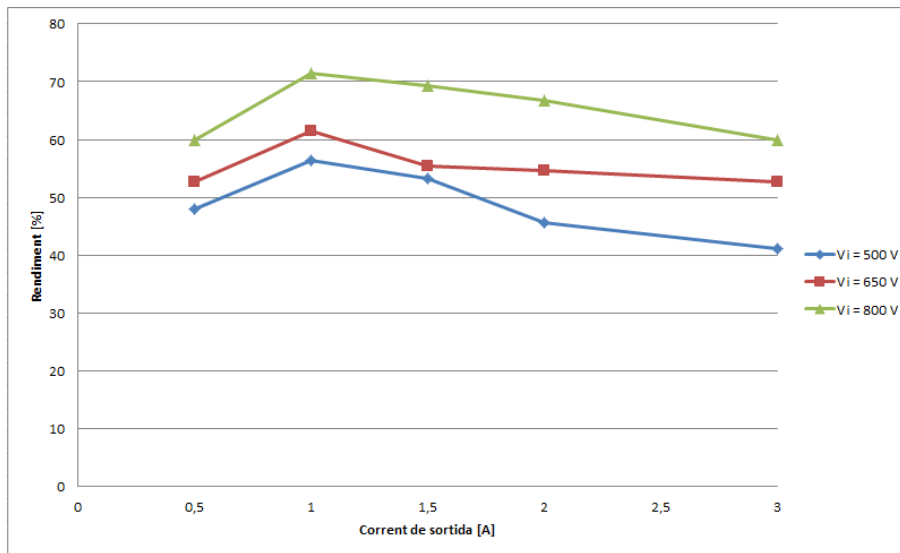
**Figura 9.5:** Tensió entre terminals porta-sortidor, per  $D = 0,3$ . De dalt a baix, senyals de porta dels transistors Q1, Q2, Q3 i Q4.



**Figura 9.6:** Tensió en el debanat primari (entrada) del transformador planar, per  $D = 0,3$ ,  $V_{bus} = 650 \text{ V}$  i  $R = 18 \Omega$ .



**Figura 9.7:** Tensió en el debanat secundari (sortida) del transformador planar, per  $D = 0,3$  i  $V_{bus} = 650$  V i  $R = 18 \Omega$ .



**Figura 9.8:** Gràfica que representa el rendiment de la font en funció del corrent de sortida, per diverses tensions d'entrada.



## Capítol 10

# Estudi econòmic

Pel desenvolupament de les activitats relacionades amb el projecte, la majoria de recursos necessaris són humans, arran de les hores dedicades per l'estudiant de projecte final de carrera a realitzar les diferents activitats. Per altra banda es té l'adquisició de material per realitzar la construcció del prototip i l'adquisició dels equips necessaris per realitzar els assajos. Aquestes seran les partides més importants.

### 10.1 Recursos humans

El cost de personal representarà el cost en concepte de totes les hores invertides en el projecte. Els costos de personal s'han dividit segons les diferents tasques realitzades, tal com es pot veure a la taula 10.1.

Concepte	Preu per hora	Hores realitzades	Cost
Investigació	45 €/h	250 h	11250 €
Disseny	45 €/h	350 h	15750 €
Implementació	30 €/h	400 h	13000 €
Documentació	20 €/h	50 h	1000 €
<b>TOTAL</b>		1050 h	41000 €

**Taula 10.1:** Cost de personal del projecte

### 10.2 Recursos materials

Per recursos materials s'entén tot allò que és necessari pel muntatge del prototip, així com tot el material de suport que permet la realització del mateix. A les següents taules es poden veure els costos totals de material del projecte.

**Placa *BlackOut***

Concepte	Preu unitari	Quantitat	Cost
Placa <i>BlackOut</i>	88,64 €	1 u.	88,64 €
Components	96,64 €		96,64 €
Mà d'obra	50 €		50 €
TOTAL			235,28 €

**Taula 10.2:** Costos de la placa *BlackOut*

**Placa auxiliar de la *BlackOut***

Concepte	Preu unitari	Quantitat	Cost
Placa <i>BlackOut</i>	37,35 €	2 u.	74,7 €
Components	0 €		0 €
Mà d'obra	0 €		0 €
TOTAL			74,7 €

**Taula 10.3:** Costos de la placa auxiliar de la *BlackOut*

**Placa *SpaceHector***

Concepte	Preu unitari	Quantitat	Cost
Placa <i>BlackOut</i>	88,64 €	1 u.	88,64 €
Components	56,66 €		56,66 €
Mà d'obra	50 €		50 €
TOTAL			195,3 €

**Taula 10.4:** Costos de la placa *SpaceHector*

**Placa *BlackHole***

Concepte	Preu unitari	Quantitat	Cost
Placa <i>BlackOut</i>	99,42 €	2 u.	198,84 €
Components	41,2 €		41,2 €
Mà d'obra	20 €		20 €
TOTAL			235,28 €

**Taula 10.5:** Costos de la placa *BlackHole*

### 10.3 Recursos de I+D

En aquest apartat es comptabilitzaran tots els costos de tots aquells elements utilitzats en el projecte però que no formen part directament del mateix com, per exemple, el suport

informàtic o l'aparamenta del laboratori. A la figura 10.6 es pot veure un resum d'aquests costos.

Concepte	Preu unitari	Amortitzat
Ordinador	700 €	200 €
- Altium Designer	1800 €	200 €
- Matlab®(versió educacional)	0 €	0 €
Programador de DSP	600 €	80 €
Oscil·loscopi electrònic	6000 €	500 €
Tester	100 €	30 €
TOTAL		1010 €

**Taula 10.6:** Amortitzacions de les diferents eines utilitzades en el projecte

## 10.4 Cost total del projecte

El cost total del projecte és de 42750 €, on la major part són els costos de personal (Figura 10.7).

Concepte	Cost
Recursos humans	41000 €
Recursos materials	740 €
Recursos de I+D	1010 €
TOTAL	42750 €

**Taula 10.7:** Costos totals del projecte



## Capítol 11

# Impacte mediambiental

La Directiva 85/377/CE del 27 de Juny de 1985, d'Avaluació d'Impacte Ambiental defineix l'Estudi d'Impacte Ambiental com:

*L'instrument clau per poder portar a terme una política ambiental preventiva, és a dir, que pretengui evitar que es produeixi el deteriorament del medi ambient en lloc d'invertir posteriorment en restaurar-lo i recuperar-lo, la qual cosa no sempre és possible i, generalment, és més costós evitar el deteriorament intervenint a temps.*

Per aconseguir-ho, s'ha de conèixer amb anterioritat què es pretén fer i com es farà. El procediment per autoritzar, regular i posar condicions als projectes o actuacions a desenvolupar és el que es coneix com l'Avaluació d'Impacte Ambiental.

### 11.1 Directiva RoHS

La Directiva 2002/95/CE de Restricció de certes Substàncies Perilloses en aparells elèctrics i electrònics, (RoHS, de l'acrònim anglès *Restriction of Hazardous Substances*), va ser adoptada el Febrer de 2003 per la Unió Europea. La directiva RoHS va entrar en vigor l'1 de Juny de 2006. Restringeix l'ús de sis materials perillosos a la fabricació de diferents tipus d'equips elèctrics i electrònics. Les sis substàncies són: Plom, Mercuri, Cadmi, Crom VI, PBB (Polibromobifenils) i PBDE (Polibromodifenilèters).

Substància	Símbol	Quantitat màxima permesa
Plom	Pb	0,1 %
Mercuri	Hg	0,1 %
Cadmi	Cd	0,01 %
Crom Hexavalent	Cr(VI)	0,1 %
Polibromobifenils	PBB	0,1 %
Polibromodifenilèters	PBDE	0,1 %

**Taula 11.1:** Relació de substàncies que limita la normativa RoHS

De la llista de materials que mostra la Taula 11.1, els quatre primers fan referència a metalls pesants i els dos darrers són compostos orgànics que intervenen en la fabricació d'alguns plàstics ignífugs.

Tots els components que formen part del disseny del convertidor s'han escollit amb el criteri de complir la directiva, evitant la compra de components que no la compleixen. A més, les soldadures s'han realitzat amb estany sense contingut en plom.

## 11.2 El desmantellament i el reciclatge

Existeix una altra directiva europea que tracta sobre la recuperació d'equips electrònics i elèctrics, la normativa 2002/96/EC de Residus d'Aparells Electrònics i Elèctrics (RAEE). Aquesta norma té com a objectiu reduir la quantitat d'aquests residus i la perillositat dels components, fomentar la reutilització dels aparells i la valorització dels seus residus; i determinar una gestió adequada intentant millorar l'eficàcia de la protecció ambiental. Per aconseguir aquests objectius s'estableixen una sèrie de normes aplicables a la fabricació del producte i altres relatives a una correcta gestió ambiental quan esdevingui residu. Aquesta directiva va entrar en vigor el 13 d'agost del 2005.

Durant la fase de disseny s'ha tingut en compte aquest aspecte, no només en la part que implica al convertidor un cop hagi quedat obsolet, sinó que també s'han reutilitzat alguns dels components que integra provinents d'altres projectes. De cara al reciclatge s'ha tingut en compte les següents premisses:

- S'han escollit components que integressin totes les seves parts en un únic mòdul o encapsulat. D'aquesta manera s'estalvia l'ús de pastes tèrmiques i altres materials que poden afectar directament el medi ambient.
- S'ha dissenyat el convertidor de forma modular, clarament diferenciada i fàcilment desmuntable, per poder reparar i substituir només la part que presenta problemes. D'aquesta forma es redueixen els costos de reparació i en el cas d'avaría greu, també es redueixen els residus en separar la part afectada.
- Tots els components elèctrics i electrònics són comuns al mercat, de manera que pràcticament la totalitat del convertidor es pot reutilitzar per a projectes posteriors.

## 11.3 Anàlisi de l'Impacte Ambiental del projecte

A causa de la naturalesa del projecte, no és rellevant fer una avaluació d'impacte ambiental, ja que es planteja la construcció d'un prototip. Quan es plantegés produir-se la comercialització, seria el moment adequat per fer un estudi detallat dels possibles impactes produïts durant la seva fabricació i posterior ús.

Tot i això, el fabricant de les PCB garanteix en el compliment de les normatives RoHs i REACH (EC/1907/2006).

A l'hora d'estudiar l'impacte ambiental d'aquest convertidor, és primordial analitzar les conseqüències derivades de la seva utilització. Com ja s'ha introduït al començament d'aquest capítol, no és fàcil quantificar els costos i els beneficis que afecten a les generacions futures i molt menys donar un valor numèric.

Aquest projecte s'ha realitzat com a resposta a la necessitat de crear un equip d'alimentació compacte i capaç de ser integrat en equips majors. Amb això s'aconsegueix reduir el volum dels equips de potència, permeten un aprofitament millor de l'espai, i en conseqüència, una menor despesa en materials per fabricar els receptacles dels equips.

A més, a causa de les millores en l'eficiència del convertidor, es generen menys pèrdues durant l'operació de la font, contribuint a no empitjorar l'escalfament global.





# Conclusions

## Tasques realitzades i conclusions

Un cop finalitzat el projecte es pot concloure que els objectius plantejats al començament del mateix han estat assolits. Com a resultat, s'ha aconseguit crear el prototip d'una font d'alimentació que parteix d'una elevada tensió d'entrada, la qual subministra una tensió amb un valor. S'ha aconseguit crear un conjunt modular i compacte, format per diferents PCB que permeten una altra versatilitat i facilitat de manteniment.

El sistema d'arrencada dissenyat en aquest projecte ha respòs correctament a les sol·licitacions requerides per iniciar el sistema.

El transformador planar de potència, utilitzat en el convertidor *Full-Bridge*, compleix els requeriments imposats durant l'etapa de disseny del mateix.

S'ha aconseguit crear un control digital completament propi amb una bona resposta als canvis de la càrrega. El sistema de comunicació SPI entre microcontroladors ha estat capaç de transmetre la informació amb suficient velocitat com per dur a terme el control desitjat.

## Possibles línies futures

- Extracció de tots els elements de testeig (*testpoints* i resistències de  $0\ \Omega$ ), per tal de poder reduir la superfície de les PCB. Així es podria fer un equip més compacte i més econòmic.
- Recol·locació de tots els elements per crear plaques de menors dimensions.
- Aplicació de mètodes de commutació eficient, com per exemple, *Zero-Voltage Switching* (ZVS) o *Zero-Current Switching* (ZCS). D'aquesta manera s'augmentaria notablement l'eficiència de la font.



## Agraïments

Aquestes línies d'agraïment no són suficient per nombrar a totes aquelles persones que han fet possible que hagi arribat fins aquí. Tot i així, voldria oferir una mostra d'agraïment a tots aquells que d'alguna forma han contribuït en el realització del meu projecte.

En primer lloc, vull donar les gràcies a l'Àngel Puente, el meu director del projecte i incansable enginyer, el qual tot i que sempre tenia milions de coses a fer, aconseguia tenir una estona per aconsellar-me. Sobretot vull agrair-li la dedicació mostrada a l'hora de resoldre els innombrables i indesxifrables problemes que succeïen a les meves plaques.

També he de donar les gràcies al Joan Bergas, ponent d'aquest projecte i director del departament d'enginyeria elèctrica. Sense les seves idees brillants i la seva habilitat sobre-humana per treballar incansablement, aquest projecte no hauria estat possible finalitzar. Tot i que sempre estava molt ocupat, era usual veure'l venir a ajudar-me canviant les especificacions del projecte o l'estructura del convertidor.

Gracies al meu company becari Jaume Marquès, per compartir dies d'agonia, batalles amb els programes i bromes al despatx. Ha estat com tenir un germà de veritat.

De forma més amplia, voldria donar les gràcies a tota la gent del CITCEA-UPC, i també demanar perdó per tots els maldecaps i per tot el temps que els he robat per a que m'ajudessin. Sobretot agrair a Àngel, Jaume, Andreu, Josep, Míriam i Chepe, per compartir el despatx amb mí i fer-me companyia durant tantes hores. Altres companys del CITCEA-UPC m'han ajudat molt al llarg de tot un any de projecte: Xavier Duran, expert en transformadors; Cristian Chillón, expert en control digital i dinàmica de sistemes; Joan Sau, expert en electrònica; i Enric Sánchez, expert en autòmats.

En últim lloc, vull agrair encaridament a la meua família tot el suport que m'han donat. Potser no em podien ajudar directament amb temes tècnics, però l'amor i la paciència que m'han ofert ha estat decisiu a l'hora de suportar tants dies de treball i tantes frustracions.

A tots, gràcies!



## Bibliografia

- [1] N. Mohan, T.M. Undeland, and W.P. Robbins. *Power electronics: converters, applications, and design*. Wiley, second edition, 1995. 19
- [2] Marty Brown. *Power Supply Cookbook*. EDN Series for Design Engineers. Elsevier Science, second edition, 2001. 20
- [3] Switchmode<sup>TM</sup>power supply reference manual, Juliol 2002. 20
- [4] R.W. Erickson and D. Maksimovic. *Fundamentals of Power Electronics*. Power electronics. Springer, second edition, 2001. 26, 97
- [5] Huazhong Xu and Yifan Zhao. The analysis and improvement of start-up circuits used in the switch power-supply. In *Proc. Int Electrical and Control Engineering (ICECE) Conf*, pages 4358–4363, 2010. 49
- [6] Sam Ochi. Semiconductor current regulators protect circuits. *PCIM Power Electronic Systems Magazine*, page 4, January 2000. 49
- [7] Ixys Corporation. *IXCP10M90S Datasheet*, 2010. 49
- [8] Texas Instruments. Webench<sup>®</sup> power designer. 56
- [9] Texas Instruments. *C28x IQmath Library*, v1.6.0 edition, August 2011. 65
- [10] Texas Instruments. *TMS320x2802x, 2803x Piccolo Analog-to-Digital Converter (ADC) and Comparator Reference Guide*. Texas Instruments, December 2011. 66
- [11] Texas Instruments. *TMS320x2802x, 2803x Piccolo Serial Peripheral Interface (SPI) Reference Guide*, Octubre 2009. 70
- [12] Pradeep Shinde. *Hardware Design GuideGuide for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs*. Texas Instruments, August 2011. 74
- [13] FERROXCUBE. *Design of Planar Power Transformers - Application Note*. FERROXCUBE. 125
- [14] Lloyd Dixon. *Designing Planar Magnetics*. Texas Instruments. 125
- [15] SHANGYANG XIAO. Planar magnetics design for low-voltage dc-dc converters. Master's thesis, B.S. Beijing Institute of Technology, 1995. 125

- [16] FERROXCUBE. *Soft Ferrites and Accessories: Data Handbook 2013*, 2013. 126, 131
- [17] Dusan Graovac, Marco Pürschel, and Andreas Kiep. *MOSFET Power Losses Calculation Using the DataSheet Parameters*. Infineon, 2006. V 1.1. 134
- [18] Inc Cree®. *C2M0160120D Datasheet*. Cree®, Inc, 2013. 134, 139
- [19] Peter Markowski. Estimating mosfet switching losses means higher performance buck converters. *EETimes*, Novembre 2002. 135
- [20] D. Czarkowski and M.K. Kazimierczuk. Spice compatible averaged models of pwm full-bridge dc-dc converter. In *Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, 1992. Power Electronics and Motion Control., Proceedings of the 1992 International Conference on*, volume 1, pages 488 – 493, November 1992. 149
- [21] Ali Asghar Ghadimi, Abbas Molavi Daryani, and Hassan Rastegar. Detailed modelling and analysis of a full bridge pwm dc-dc converter. Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC06), December 2006. 149
- [22] Hu Xuezhi and Nan Guangqun. The research of modeling and simulation for phase-shifted full-bridge zvs dc / dc converter. In *Intelligent Information Technology Application, 2009. IITA 2009. Third International Symposium on*, volume 2, pages 549–552, 2009. 149

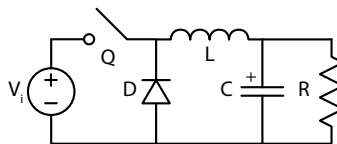
## Annex A

# Estudi de les topologies de convertidor CC/CC

A continuació es presenten els esquemes elèctrics i característiques més importants dels convertidors commutats CC/CC existents [4]. Les diferents topologies es troben ordenades per complexitat ascendent.

### A.1 Buck

El convertidor *Buck* (o Reductor) és una de les topologies més bàsiques, la qual permet convertir una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua menor i d'igual polaritat. Si se li afegeix aïllament, en deriva el convertidor *Forward*.



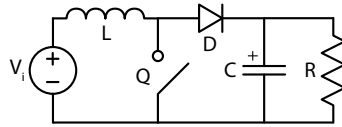
**Figura A.1:** Esquema de la topologia *Buck*

Quan l'interruptor es tanca, deixa passar corrent a través seu i la bobina es carrega d'energia. El corrent també passa a través de la càrrega  $R$  i del condensador de sortida, el qual es carregarà. El díode es polaritza inversament i es bloqueja.

Quan l'interruptor s'obre, es talla el subministrament de tensió de l'entrada. Ara la bobina ha de descarregar l'energia emmagatzemada a través del díode, el qual entra en conducció. El díode es polaritza positivament i entra en estat de conducció. El condensador també es descarrega, subministrant el corrent necessari a la sortida.

## A.2 Boost

El convertidor *Boost* (o Elevador) és una topologia que permet convertir una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua major i d'igual polaritat.



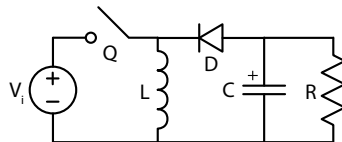
**Figura A.2:** Esquema de la topologia *Boost*

Quan l'interruptor es tanca, la bobina rep en borns la tensió d'entrada, fent que es carregui d'energia gràcies al corrent que la travessa. Suposant que a la sortida hi ha una tensió positiva, el díode veurà en borns una tensió negativa, fent que entri en tall. Per tant, serà el condensador el que subministri corrent a la càrrega.

Quan l'interruptor s'obre, el díode condueix i la bobina subministra corrent a la càrrega i al condensador de sortida, per tal que aquest es carregui pel següent cicle.

## A.3 Buck-Boost

El convertidor *Buck-Boost* (o Elevador-Reductor) és una topologia que permet convertir una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua de menor o major valor que la d'entrada. Així mateix, la polaritat d'aquesta tensió estarà invertida. Si se li afegeix aïllament, en deriva el convertidor *Flyback*.



**Figura A.3:** Esquema de la topologia *Buck-Boost*

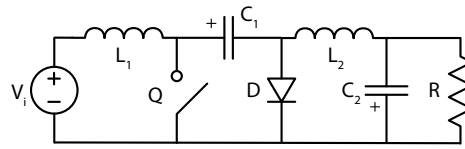
Quan l'interruptor es tanca, la bobina veu la tensió d'entrada i es carrega d'energia. El díode veu una tensió negativa en borns i es bloqueja. El condensador es descarrega per subministrar el corrent que necessita la càrrega.

Quan l'interruptor s'obre, la bobina es descarrega i el díode entra en conducció, permetent el pas de corrent provinent de la bobina. Així, la bobina subministra corrent a la càrrega i al condensador de sortida, el qual es carrega d'energia pel següent cicle.

## A.4 Cuk

El convertidor *Cuk* és una topologia que permet convertir una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua de major o menor valor que la d'entrada (igual que el *Buck-Boost*). Així mateix, la polaritat d'aquesta tensió estarà invertida.





**Figura A.4:** Esquema de la topologia *Cuk*

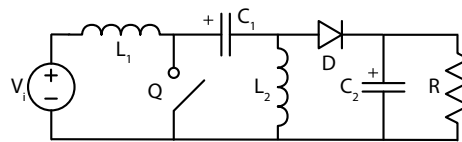
Quan l'interruptor es tanca, la bobina  $L_1$  veu la tensió d'entrada i es carrega d'energia. Mentrestant, el condensador  $C_1$  es descarrega a través de la bobina  $L_2$  en  $R$  i en el condensador  $C_2$ . Els components  $L_2$  i  $C_2$  actuen com a filtre de l'arissat.

Quan l'interruptor s'obre, la bobina es descarrega i inverteix la seva tensió per mantenir el corrent constant. El corrent flueix a través de l'entrada,  $L_1$  i  $D$ , carregant el condensador  $C_1$  a una tensió superior a la d'entrada.

La principal diferència d'aquesta topologia respecte la de *Buck-Boost* és que el convertidor de *Cuk* té un arissat de corrent molt inferior, fins i tot podent-se arribar a anul·lar.

## A.5 SEPIC

El convertidor *SEPIC* (o *Single-Ended Primary-Inductor Converter*) és una topologia que permet convertir una tensió contínua d'entrada en una altra tensió contínua de menor o major valor que la d'entrada (igual que el *Buck-Boost* i el *Cuk*). Però en aquest cas en particular, la polaritat de la tensió de sortida no s'invertirà.



**Figura A.5:** Esquema de la topologia *SEPI*

Quan l'interruptor es tanca, la bobina  $L_1$  veu la tensió d'entrada i es carrega d'energia. En canvi, la bobina  $L_2$  es descarrega. Ja que el condensador està carregat, la seva tensió en borns és aproximadament la d'entrada, per la qual cosa la tensió en borns de la bobina és  $-V_i$ . Per tant, el condensador  $C_1$  subministra energia per incrementar la magnitud del corrent de la bobina  $L_2$ . En conjunt, el corrent que passarà per l'interruptor serà la suma dels corrents que travessen les dues bobines.

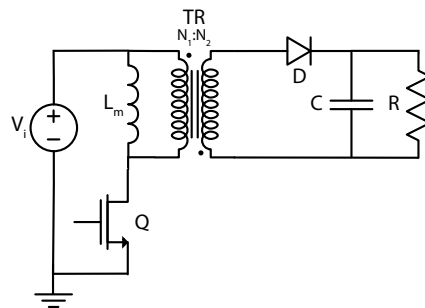
Quan l'interruptor s'obre, la bobina  $L_1$  i el condensador  $C_1$  comparteixen el mateix corrent. Durant aquesta etapa, el condensador  $C_1$  es carregarà. Per la bobina  $L_2$  continuarà travessant corrent en la mateixa direcció. Per tant, el corrent que rebran càrrega i condensador de sortida serà la suma dels corrents de les dues bobines (ja que s'ha de complir la Primera Llei de Kirchhoff).

Com que el condensador  $C_1$  haurà de deixar passar corrent en ambdues direccions, no és possible utilitzar un condensador amb polaritat prefixada (per exemple, un condensador electrolític).

La principal diferència d'aquesta topologia respecte les dues comentades anteriorment és que el convertidor *SEPIC* no té la polaritat invertida de la tensió de sortida respecte de la d'entrada.

## A.6 Flyback

El convertidor *Flyback* és una topologia que prové del convertidor *Buck-Boost*, amb la diferència que en aquest cas existeix aïllament entre l'entrada i la sortida del convertidor. És una topologia senzilla i barata, que permet crear diverses tensions de sortida, amb diferents polaritats. És per aquest motiu pel qual és el convertidor més utilitzat per aplicacions de baixa potència (menys de 150 W).



**Figura A.6:** Esquema de la topologia *Flyback*

Quan l'interruptor es tanca, la bobina veu en borns la tensió d'entrada i es carrega. Com que el transformador té els punts homòlegs oposats, la tensió al secundari és negativa i, per tant, el díode està bloquejat. El condensador s'encarregarà de subministrar el corrent necessari a la càrrega.

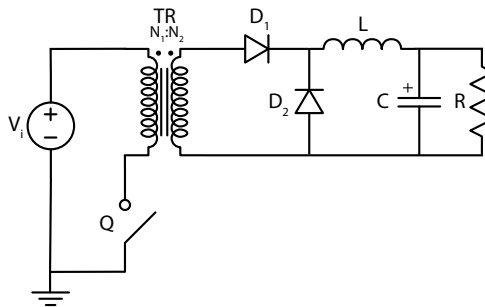
Quan l'interruptor s'obre, la bobina es descarrega i inverteix la tensió en els seus borns. Consegüentment, al secundari del transformador apareix una tensió positiva que fa entrar al díode en conducció. El condensador i la càrrega en el secundari del transformador reben el corrent de descàrrega de la bobina.

### Característiques principals:

- Obertura/Tancament senzill del transistor de potència.
- Disseny simple.
- Elevat arrissat a la sortida.
- S'utilitza per tensions elevades de sortida i poca potència.
- Cost reduït.

## A.7 Forward

El convertidor *Forward* és una topologia que prové del convertidor *Buck*, amb la diferència que en aquest cas existeix aïllament entre l'entrada i la sortida del convertidor. És una topologia lleugerament més complexa que la *Flyback*, tot i que és bastant senzilla i rentable per obtenir potències d'entre 150 i 250 W.



**Figura A.7:** Esquema de la topologia *Forward*

Quan l'interruptor es tanca, el primari del transformador veu en borns la tensió d'entrada. Es transfereix la tensió al secundari, on el díode  $D_1$  entra en conducció, permetent el pas de corrent a través de la bobina, el condensador i la càrrega  $R$ . La bobina i el condensador utilitzaran aquest corrent per carregar-se d'energia.

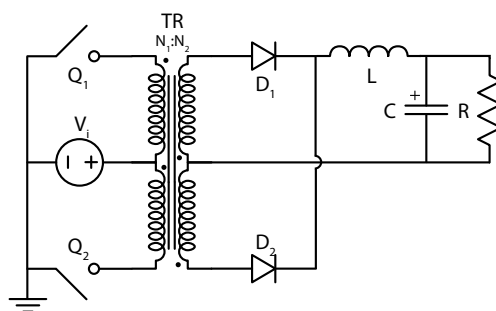
Quan l'interruptor s'obre, el corrent del debanat primari s'anul·la i la tensió del secundari s'inverteix, fent que el díode  $D_1$  es bloquegi. Però, en aquest moment el díode  $D_2$  queda polaritzat directament i entra en mode de conducció, deixant que la bobina i condensador es descarreguin per subministrar el corrent necessari a la sortida.

### Característiques principals:

- Disseny simple
- Els díodes han de suportar la meitat de tensió que amb la topologia *Flyback*.
- L'arissat de la tensió de sortida és més baix que a la topologia *Flyback*.
- És una topologia més costosa perquè calen més components.
- S'utilitza per aplicacions on calen corrents elevats de sortida i poca potència.
- El transformador necessita un debanat desmagnetitzador, la qual cosa encareix el sistema.

## A.8 Push-Pull

El convertidor *Push-Pull* és una topologia de convertidor que utilitza dos transistors, els quals no estan conduint mai alhora.



**Figura A.8:** Esquema de la topologia *Push-Pull*

Quan el transistor  $Q_1$  es tanca, la tensió d'entrada arriba al debanat superior de primari per la part oposada al punt homòleg. En el secundari, apareix una tensió negativa que fa entrar en conducció el díode  $D_2$ . Això permet que el corrent flueixi a través de la bobina per subministrar energia al condensador de sortida i a la càrrega  $R$ , a l'hora que es carreguen bobina i condensador.

Quan el transistor  $Q_2$  es tanca, la tensió d'entrada arriba al debanat inferior del primari per la part de punt. En el secundari apareix una tensió positiva que fa conduir el díode  $D_1$ , i el corrent flueix per bobina, condensador i càrrega.

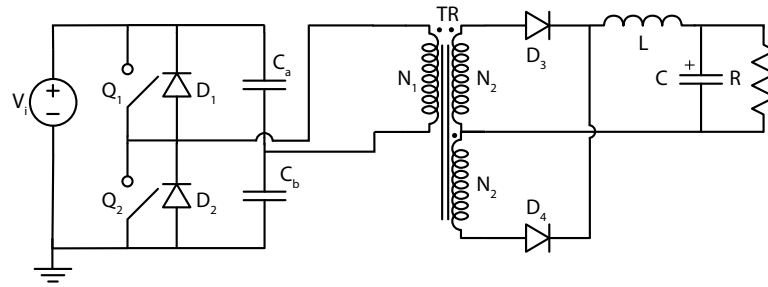
### Característiques principals:

- Els transistors han de suportar una tensió de tall dues vegades superior a la tensió d'entrada.
- Per culpa del fenomen anterior, aquesta topologia només pot utilitzar-se per aplicacions de reduïda tensió d'entrada.
- La freqüència de la tensió de sortida és el doble que la freqüència d'operació del controlador PWM.
- Aquesta topologia permet tenir múltiples sortides de tensió, alguns dels quals poden ser de polaritat negativa, si es desitja.
- Requereix gran sincronització de les transicions dels interruptors, a fi d'evitar curtcircuits en les commutacions, i també un desequilibri en els temps de cada branca, que resultaria en la saturació del nucli del transformador.

## A.9 Half-Bridge

El convertidor *Half-Bridge* és una topologia de convertidor molt utilitzada per tensions d'entrada altes (de 200 a 400 V) i per potències de fins 1000 W. A més, disposa d'aïllament entre l'entrada i la sortida.

Presenta un divisor capacitiu a l'entrada, proporcionant la meitat de la tensió d'entrada al debanat primari del transformador. La branca de transistors genera una ona quadrada de



**Figura A.9:** Esquema de la topologia *Half-Bridge*

tensió entre  $\pm V_i/2$ . La polaritat de la tensió que rebrà el primari canviarà de polaritat amb el canvi de transistor. Sobretot, mai els dos interruptors d'una mateixa branca estaran tancats alhora.

Quan l'interruptor  $Q_1$  es tanca, el primari del transformador veu una tensió per la banda del punt, i en conseqüència, el secundari veu una tensió que fa que el díode  $D_1$  entri en conducció. El corrent travessarà la bobina, el condensador i la càrrega. La bobina i condensador es carregaran d'energia.

Quan l'interruptor  $Q_1$  s'obri i el  $Q_2$  es tanqui, la polaritat de la tensió del debanat primari s'invertirà. La polaritat de la tensió de secundari també s'invertirà, posant el díode  $D_2$  en mode conducció.

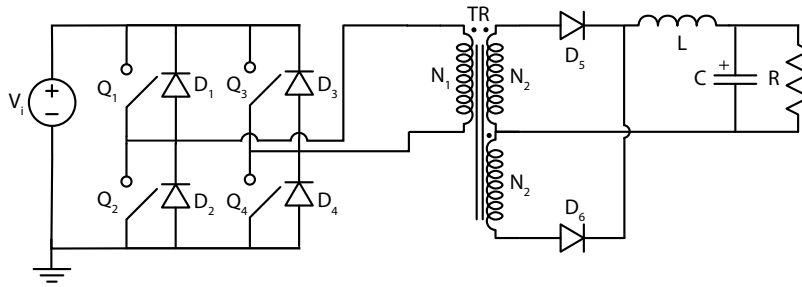
En conclusió, en aquesta topologia el corrent travessa sempre alhora el primari i el secundari del transformador (a diferència de la topologia *Flyback*), alimentant la bobina i el condensador a la sortida. Únicament es descarregaran durant els petits instants en els que cap dels dos transistors estigui tancat.

### Característiques principals:

- La freqüència de la tensió de sortida és el doble de la freqüència de commutació, la qual cosa implica que el filtre de sortida pot tenir menors dimensions.
- Baixes emissions d'interferència electromagnètica (EMI).
- Fàcil configuració de múltiples sortides.
- Corrent elevat en els transistors, però la tensió que suporten és menor que a les altres topologies.

## A.10 Full-Bridge

El convertidor *Full-Bridge* és la topologia de convertidor més utilitzada per potències elevades (entre 1 i 3 kW). Necessita quatre transistors per funcionar, i disposa d'aïllament entre l'entrada i la sortida.



**Figura A.10:** Esquema de la topologia *Full-Bridge*

Presenta una estructura de “pont en H” de transistors a l’entrada, fent-los commutar de forma que es generi una tensió alterna a l’entrada del transformador. La tensió que veurà el debanat primari quan es tanqui alguna de les parelles d’interruptors serà la tensió completa d’entrada.

Respecte a la resta del funcionament teòric de la topologia *Full-Bridge*, segueix els mateixos passos i premisses que en la topologia *Half-Bridge* ja comentada.

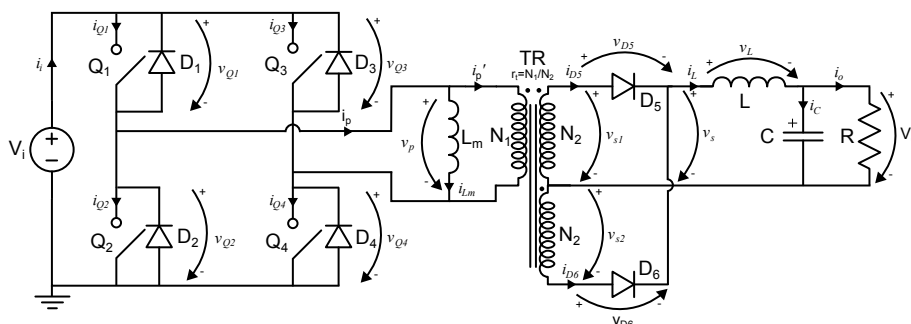
#### Característiques principals:

- Permet elevades potències de sortida.
- La freqüència de l’arissat de la tensió de sortida és el doble que la freqüència de commutació, la qual cosa implica que el filtre de sortida pot ser més petit que en altres topologies.
- Baixes emissions d’interferència electromagnètica (EMI).
- Baix arissat de la tensió de sortida.
- Fàcil configuració de múltiples sortides.
- Dificultat en el control sincronitzat de l’activació dels transistors.

## Annex B

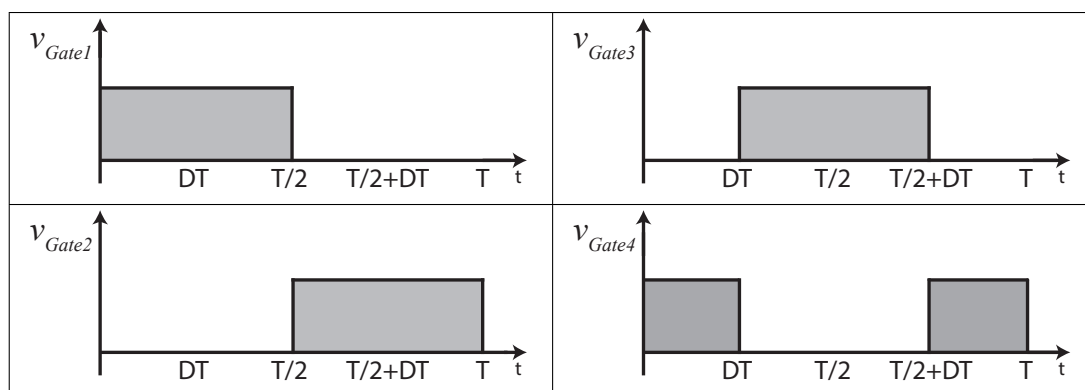
# Formes d'ona característiques del convertidor *Full Bridge* ideal

Les següents gràfiques mostraran els senyals de tensió i corrent típics d'un convertidor *Center-tapped Full-Bridge* ideal, treballant en estat estacionari.



**Figura B.1:** Esquema elèctric del convertidor *Center-tapped Full-Bridge* ideal

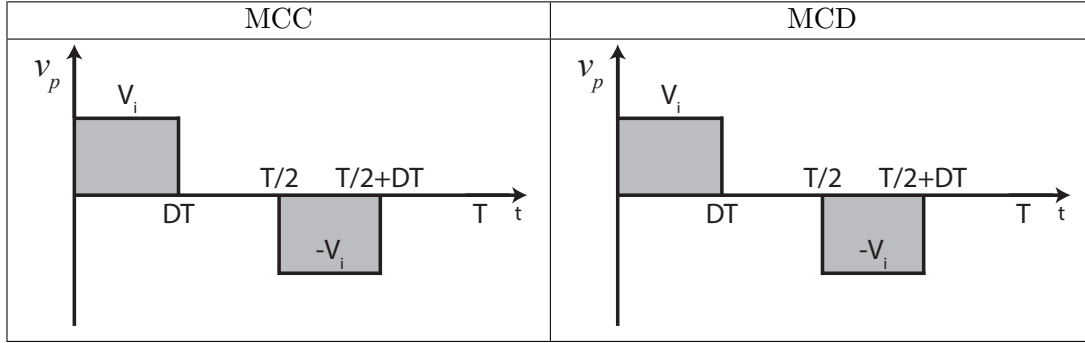
### B.1 Formes d'ona del control



**Taula B.1:** Forma d'ona dels senyals de control dels quatre transistors

## B.2 Formes d'ona dels elements del convertidor *Full-Bridge* ideal

### B.2.1 $v_p(t)$



**Taula B.2:** Forma d'ona de la tensió del debanat primari del transformador:  $v_p$

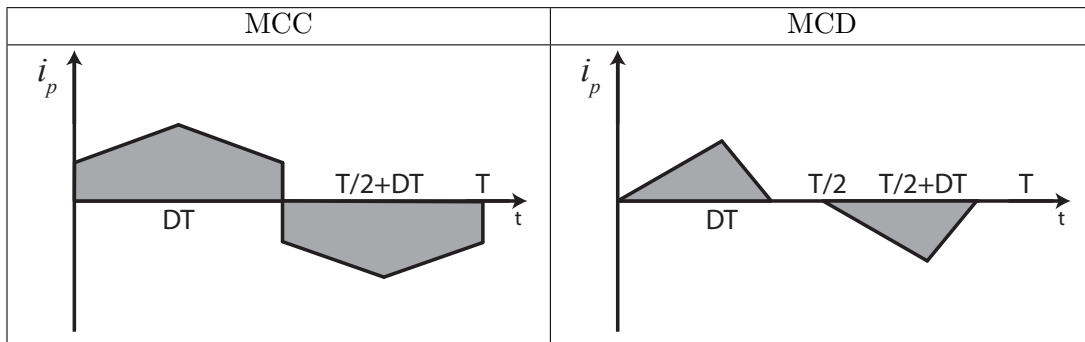
#### MCC i MCD

$$v_p(t) = V_i, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.1})$$

$$v_p(t) = -V_i, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.2})$$

$$v_p(t) = 0, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.3})$$

### B.2.2 $i_p(t)$



**Taula B.3:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el debanat primari:  $i_p$

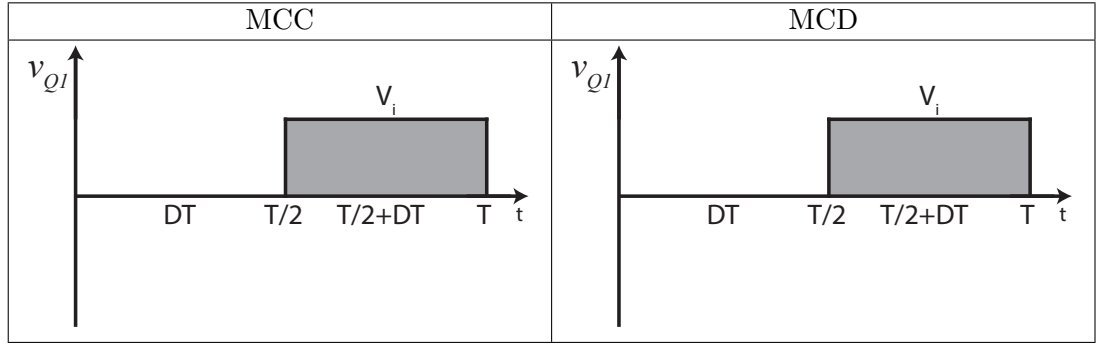
#### MCC i MCD

$$i_p(t) = i_{Q1}(t), \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.4})$$



$$i_p(t) = -i_{Q3}(t), \quad t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \quad (\text{B.5})$$

### B.2.3 $v_{Q1}(t)$



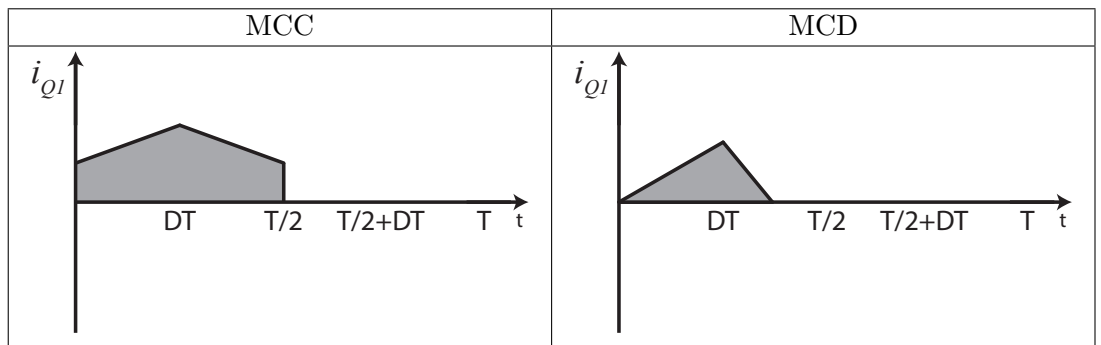
**Taula B.4:** Forma d'ona de la tensió en borns del transistor 1:  $v_{Q1}$

### MCC i MCD

$$v_{Q1}(t) = 0, \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.6})$$

$$v_{Q10}(t) = V_i, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \quad (\text{B.7})$$

### B.2.4 $i_{Q1}(t)$



**Taula B.5:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el transistor 1:  $i_{Q1}$

### MCC

$$i_{Q1}(0) = i_{Q1}\left(\frac{T}{2}\right) = \frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.8})$$

$$\frac{\delta i_{Q1}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.9})$$

$$i_{Q1}(DT) = \frac{i_{L,\text{màx}}}{r_t} = \frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.10})$$

$$\frac{\delta i_{Q1}(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.11})$$

$$i_{Q1}(t) = 0, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \quad (\text{B.12})$$

### MCD

$$i_{Q1}(0) = i_{Q1}((D_1 + D_2)T) = 0 \quad (\text{B.13})$$

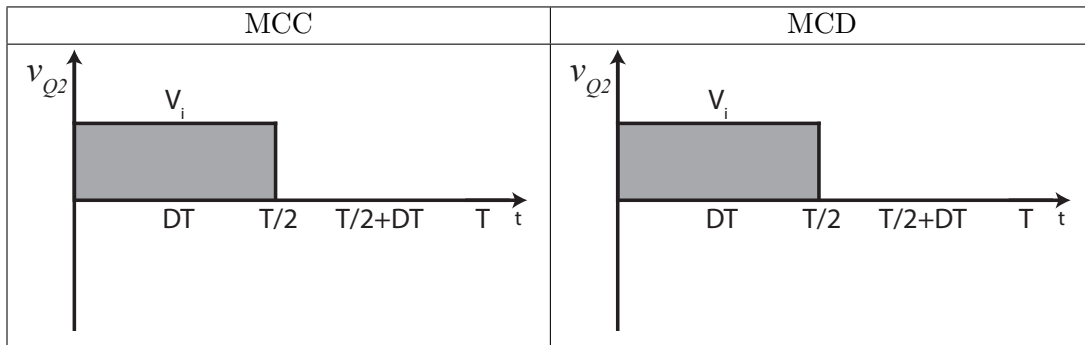
$$\frac{\delta i_{Q1}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.14})$$

$$i_{Q1}(D_1 T) = \frac{i_{L,\text{màx}}}{r_t} = \frac{\left(\frac{V_i}{r_t} - V_o\right) D_1}{Lr_t f} \quad (\text{B.15})$$

$$\frac{\delta i_Q(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{Lr_t}, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \quad (\text{B.16})$$

$$i_Q(t) = 0, \quad t \in ((D_1 + D_2)T, T] \quad (\text{B.17})$$

### B.2.5 $v_{Q2}(t)$



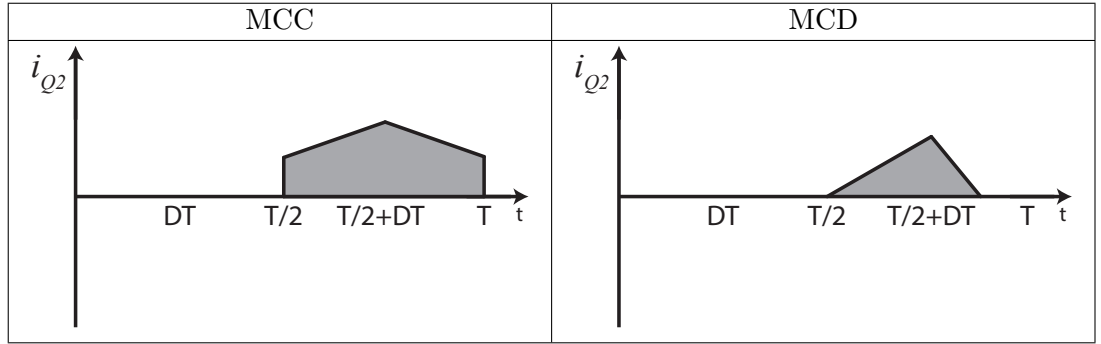
**Taula B.6:** Forma d'ona de la tensió en borns del transistor 2:  $v_{Q2}$

### MCC i MCD

$$v_{Q2}(t) = V_i, \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.18})$$

$$v_{Q2}(t) = 0, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \quad (\text{B.19})$$

### B.2.6 $i_{Q2}(t)$



**Taula B.7:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el transistor 2:  $i_{Q2}$

### MCC

$$i_{Q2} = 0, \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.20})$$

$$i_{Q2}\left(\frac{T}{2}\right) = i_{Q2}(T) = \frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.21})$$

$$\frac{\delta i_{Q2}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.22})$$

$$i_{Q2}(t) = \frac{i_{L, \max}}{r_t} = \frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.23})$$

$$\frac{\delta i_{Q2}(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.24})$$

### MCD

$$i_{Q2}(t) = 0, \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.25})$$

$$i_{Q2}\left(\frac{T}{2}\right) = i_{Q2}\left(\frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T\right) = 0 \quad (\text{B.26})$$

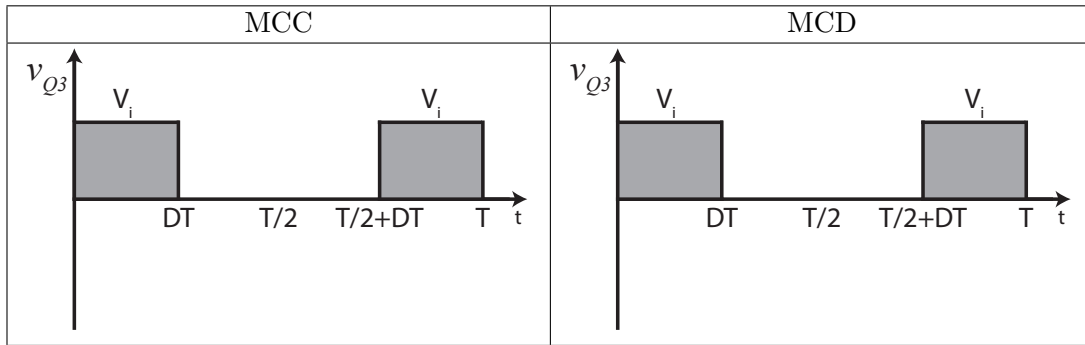
$$\frac{\delta i_{Q2}(t)}{\delta t} = \frac{V_i - V_o}{L r_t}, \quad t \in \left( \frac{T}{2}, \frac{T}{2} + D_1 T \right] \quad (\text{B.27})$$

$$i_{Q2} \left( \frac{T}{2} + D_1 T \right) = \frac{i_{L, \max}}{r_t} = \frac{\left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) D_1}{L r_t f} \quad (\text{B.28})$$

$$\frac{\delta i_{Q2}(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{L r_t}, \quad t \in \left( \frac{T}{2} + D_1 T, \frac{T}{2} + (D_1 + D_2) T \right] \quad (\text{B.29})$$

$$i_{Q2}(t) = 0, \quad t \in \left( \frac{T}{2} + (D_1 + D_2) T, T \right] \quad (\text{B.30})$$

### B.2.7 $v_{Q3}(t)$



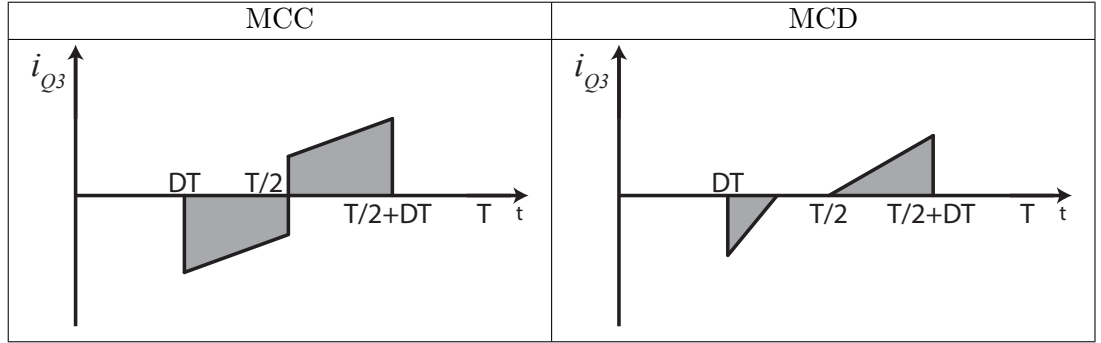
**Taula B.8:** Forma d'ona de la tensió en borns del transistor 3:  $v_{Q3}$

### MCC i MCD

$$v_{Q3}(t) = V_i, \quad t \in (0, DT] \cup \left( \frac{T}{2} + DT, T \right] \quad (\text{B.31})$$

$$v_{Q3}(t) = 0, \quad t \in \left( DT, \frac{T}{2} + DT \right] \quad (\text{B.32})$$

### B.2.8 $i_{Q3}(t)$



**Taula B.9:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el transistor 3:  $i_{Q3}$

#### MCC

$$I_{Q3}(t) = 0, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.33})$$

$$i_{Q3}(DT) = -\frac{i_{L,m\grave{a}x}}{r_t} = -\frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.34})$$

$$\frac{\delta i_{Q3}(t)}{\delta t} = \frac{V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.35})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2}\right)^- = -\frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.36})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2}\right)^+ = \frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.37})$$

$$\frac{\delta i_{Q3}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.38})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2} + DT\right) = \frac{i_{L,m\grave{a}x}}{r_t} = \frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.39})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2} + DT, T\right) = 0 \quad (\text{B.40})$$

**MCD**

$$i_{Q3}(t) = 0, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.41})$$

$$i_{Q3}(D_1 T) = -\frac{i_{L, \max}}{r_t} = -\frac{\left(\frac{V_i}{r_t} - V_o\right) D_1}{L r_t f} \quad (\text{B.42})$$

$$\frac{\delta i_{Q3}(t)}{\delta t} = \frac{V_o}{L r_t}, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \quad (\text{B.43})$$

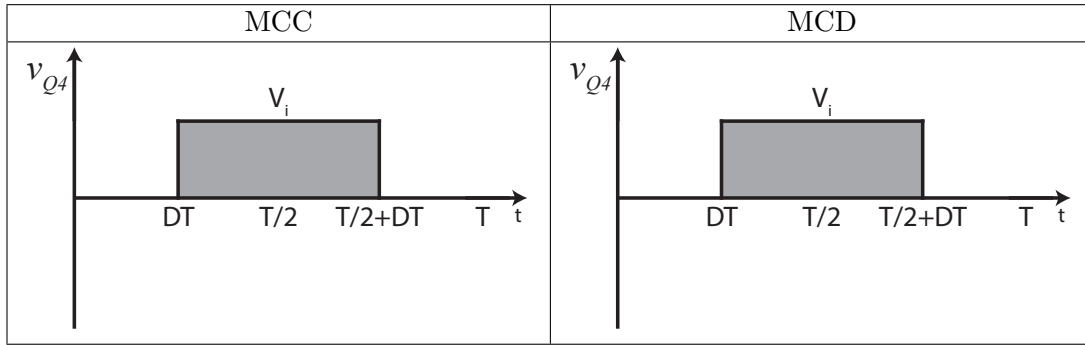
$$i_{Q3}(t) = 0, \quad t \in \left((D_1 + D_2)T, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.44})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2}\right) = 0 \quad (\text{B.45})$$

$$\frac{\delta i_{Q3}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + D_1 T\right] \quad (\text{B.46})$$

$$i_{Q3}\left(\frac{T}{2} + D_1 T\right) = \frac{i_{L, \max}}{r_t} = \frac{\left(\frac{V_i}{r_t} - V_o\right) D_1}{L r_t f} \quad (\text{B.47})$$

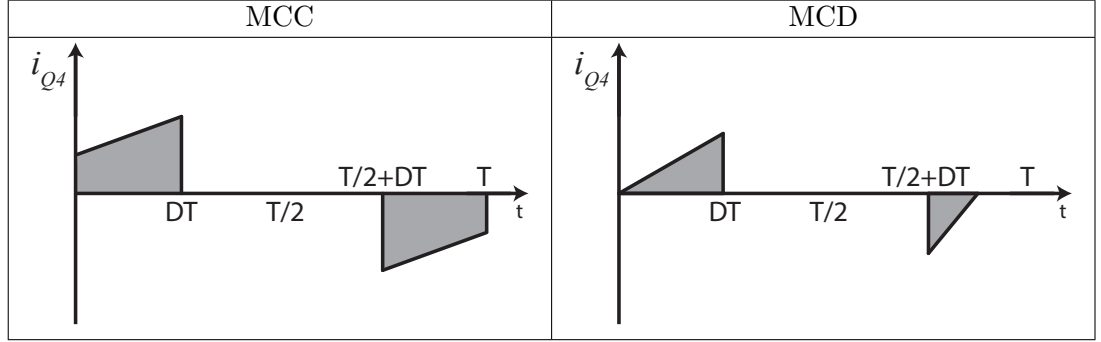
$$I_{Q3}(t) = 0, \quad t \in \left(\frac{T}{2} + D_1 T, T\right] \quad (\text{B.48})$$

**B.2.9  $v_{Q4}(t)$** **Taula B.10:** Forma d'ona de la tensió en borns del transistor 4:  $v_{Q4}$ **MCC i MCD**

$$V_{Q4}(t) = 0, \quad t \in (0, DT] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.49})$$

$$V_{Q4}(t) = V_i, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.50})$$

### B.2.10 $i_{Q4}(t)$



**Taula B.11:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el transistor 4:  $i_{Q4}$

#### MCC

$$i_{Q4}(0) = \frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.51})$$

$$\frac{\delta i_{Q4}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.52})$$

$$i_{Q4}(DT) = \frac{i_{L, \text{màx}}}{r_t} = \frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.53})$$

$$i_{Q4}(t) = 0, \quad t \in \left[DT, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.54})$$

$$i_{Q4}\left(\frac{T}{2} + DT\right) = -\frac{i_{L, \text{màx}}}{r_t} = -\frac{\frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.55})$$

$$\frac{\delta i_{Q4}(t)}{\delta t} = \frac{V_o}{Lr_t}, \quad t \in \left[\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.56})$$

$$i_{Q4}(T) = -\frac{\frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1-2D)}{2Lr_t f}}{r_t} \quad (\text{B.57})$$

#### MCD

$$i_{Q4}(0) = 0 \quad (\text{B.58})$$

$$\frac{\delta i_{Q4}(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{Lr_t}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.59})$$

$$i_{Q4}(D_1 T) = \frac{I_{L,màx}}{r_t} = \frac{\left(\frac{V_i}{r_t} - V_o\right) D_1}{L r_t f} \quad (\text{B.60})$$

$$i_{Q4}\left(D_1 T, \frac{T}{2} + D_1 T\right) = 0 \quad (\text{B.61})$$

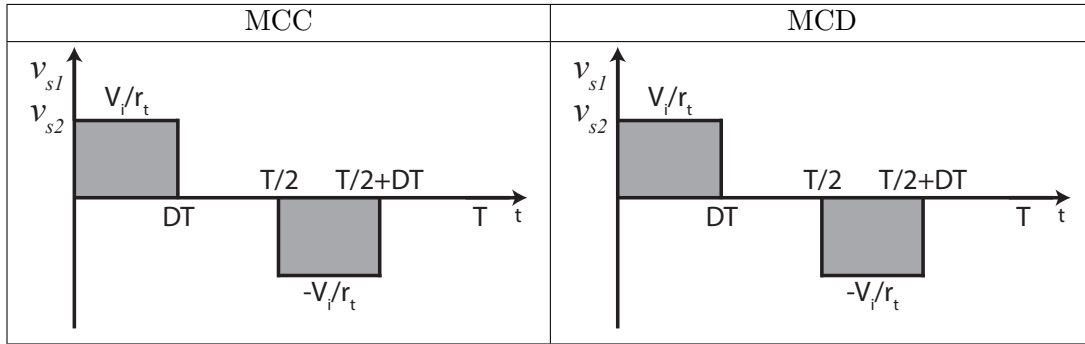
$$i_{Q4}\left(\frac{T}{2} + D_1 T\right) = -\frac{i_{L,màx}}{r_t} = -\frac{\left(\frac{V_i}{r_t} - V_o\right) D_1}{L r_t f} \quad (\text{B.62})$$

$$\frac{\delta i_{Q4}(t)}{\delta t} = \frac{V_o}{L r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2} + D_1 T, \frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T\right] \quad (\text{B.63})$$

$$i_{Q4}\left(\frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T\right) = 0 \quad (\text{B.64})$$

$$i_{Q4}(t) = 0, \quad t \in \left(\frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T, T\right] \quad (\text{B.65})$$

### B.2.11 $v_{s1}(t)$ i $v_{s2}(t)$



**Taula B.12:** Forma d'ona de la tensió dels secundaris del transformador:  $v_{s1}$  i  $v_{s2}$

### MCC i MCD

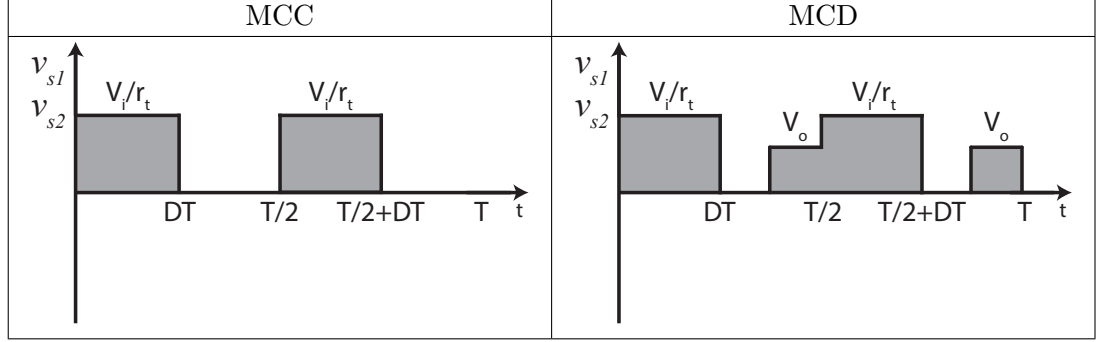
$$v_s(t) = \frac{V_i}{r_t}, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.66})$$

$$v_s(t) = -\frac{V_i}{r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.67})$$

$$v_s(t) = 0, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.68})$$



**B.2.12**  $v_s(t)$



**Taula B.13:** Forma d'ona de la tensió a l'entrada de la bobina  $L$ :  $v_s$

**MCC**

$$v_s(t) = \frac{V_i}{r_t}, \quad t \in (0, DT] \cup \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.69})$$

$$v_s(t) = 0, \quad t \in \left(D_1 T, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + D_1 T, T\right] \quad (\text{B.70})$$

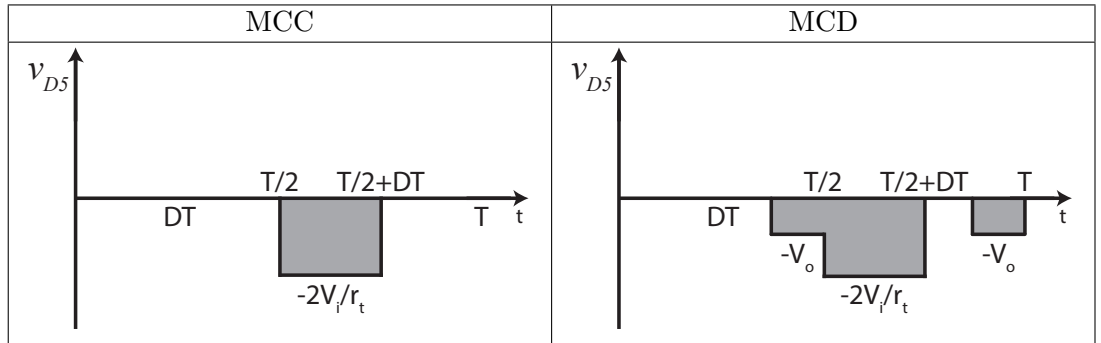
**MCD**

$$v_s(t) = \frac{V_i}{r_t}, \quad t \in (0, D_1 T] \cup \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + D_1 T\right] \quad (\text{B.71})$$

$$v_s(t) = 0, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \cup \left(\frac{T}{2} + D_1 T, \frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T\right] \quad (\text{B.72})$$

$$v_s(t) = V_o, \quad t \in \left((D_1 + D_2)T, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T, T\right] \quad (\text{B.73})$$

**B.2.13**  $v_{D5}(t)$



**Taula B.14:** Forma d'ona de la tensió en borns del díode 5:  $v_{D5}$

### MCC

$$v_{D5}(t) = -\frac{2V_i}{r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.74})$$

$$v_{D5}(t) = 0, \quad t \in \left(0, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.75})$$

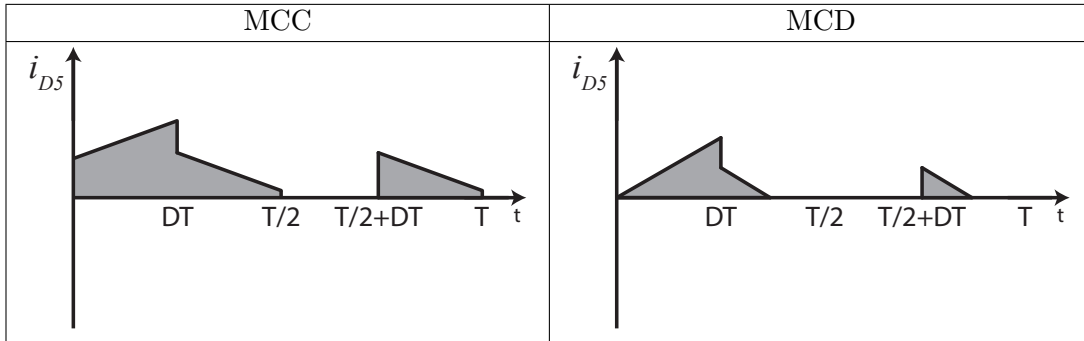
### MCD

$$v_{D5}(t) = 0, \quad t \in (0, D_1 T] \cup \left(\frac{T}{2} + D_1 T, \frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T\right] \quad (\text{B.76})$$

$$v_{D5}(t) = -V_o, \quad t \in \left((D_1 + D_2)T, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T, T\right] \quad (\text{B.77})$$

$$v_{D5}(t) = -\frac{2V_i}{r_t}, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + D_1 T\right] \quad (\text{B.78})$$

#### B.2.14 $i_{D5}(t)$



**Taula B.15:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el díode 5:  $i_{D5}$

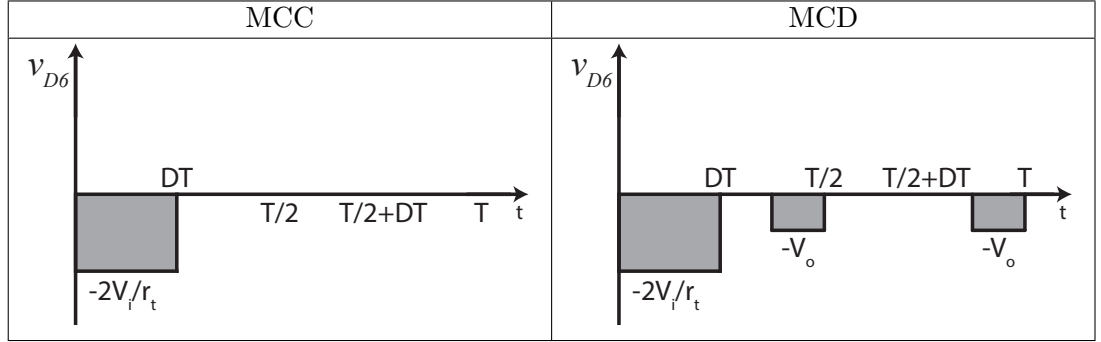
### MCC i MCD

$$i_{D5}(t) = i_L(t), \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.79})$$

$$i_{D5}(t) = \frac{i_L(t)}{2}, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.80})$$

$$i_{D5}(t) = 0, \quad t \in \left(\frac{T}{2}, T\right] \quad (\text{B.81})$$

### B.2.15 $v_{D6}(t)$



**Taula B.16:** Forma d'ona de la tensió en borns del díode 6:  $v_{D6}$

#### MCC

$$v_{D6}(t) = -\frac{2V_i}{r_t}, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.82})$$

$$v_{D6}(t) = 0, \quad t \in (DT, T] \quad (\text{B.83})$$

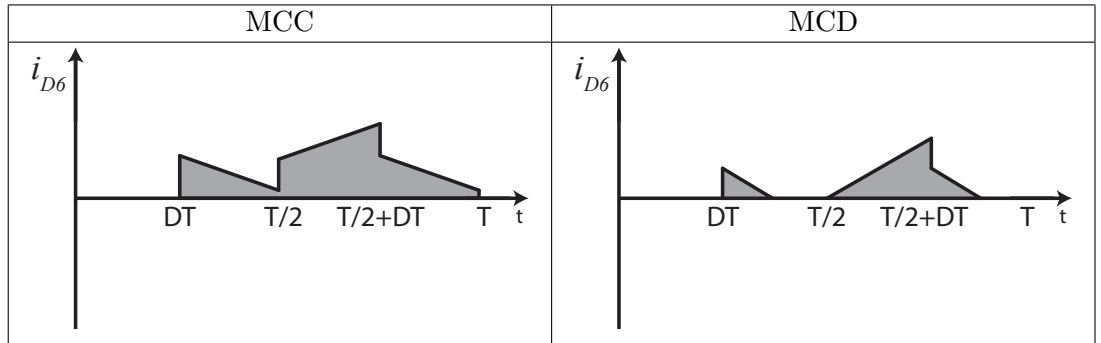
#### MCD

$$v_{D6}(t) = -\frac{2V_i}{r_t}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.84})$$

$$v_{D6}(t) = 0, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \cup \left( \frac{T}{2}, \frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T \right] \quad (\text{B.85})$$

$$v_{D6}(t) = -V_o, \quad t \in \left( (D_1 + D_2)T, \frac{T}{2} \right] \cup \left( \frac{T}{2} + (D_1 + D_2)T, T \right] \quad (\text{B.86})$$

### B.2.16 $i_{D6}(t)$



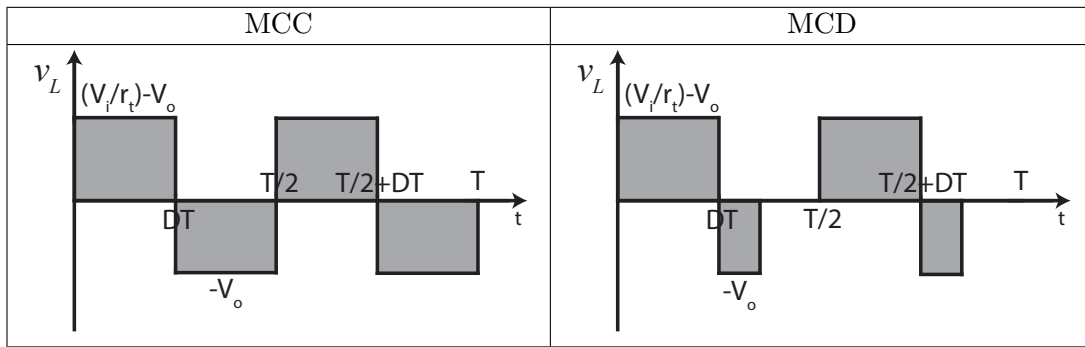
**Taula B.17:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el díode 6:  $i_{D6}$

**MCC i MCD**

$$i_{D6}(t) = 0, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.87})$$

$$i_{D6}(t) = i_L(t), \quad t \in \left(\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + DT\right] \quad (\text{B.88})$$

$$i_{D6}(t) = \frac{i_L(t)}{2}, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \cup \left(\frac{T}{2} + DT, T\right] \quad (\text{B.89})$$

**B.2.17**  $v_L(t)$ **Taula B.18:** Forma d'ona de la tensió en borns de la bobina  $L$ :  $i_L$ 

$$v_L(t) = v_L\left(\frac{T}{2} + t\right) \quad (\text{B.90})$$

**MCC**

$$v_L(t) = \frac{V_i}{r_t} - V_o, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.91})$$

$$v_L(t) = -V_o, \quad t \in \left(DT, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.92})$$

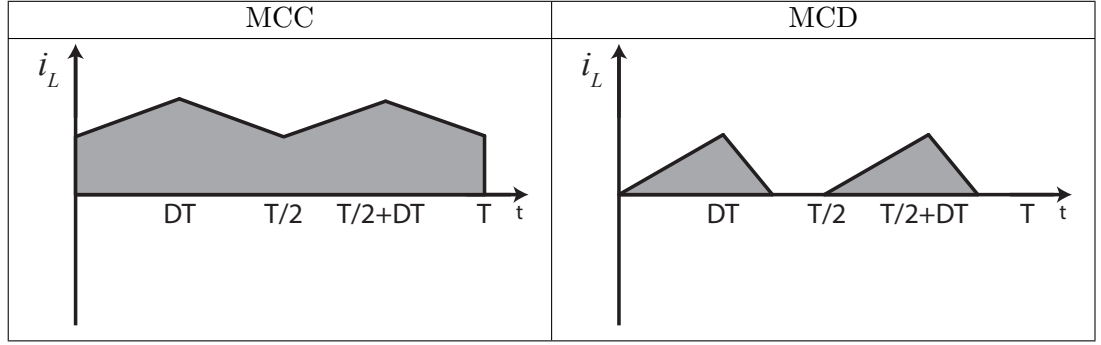
**MCD**

$$v_L(t) = \frac{V_i}{r_t} - V_o, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.93})$$

$$v_L(t) = -V_o, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \quad (\text{B.94})$$

$$v_L(t) = 0, \quad t \in \left((D_1 + D_2)T, \frac{T}{2}\right] \quad (\text{B.95})$$

### B.2.18 $i_L(t)$



**Taula B.19:** Forma d'ona de la intensitat que travessa la bobina  $L$ :  $i_L$

$$i_L(t) = i_L \left( \frac{T}{2} + t \right) \quad (\text{B.96})$$

#### MCC

$$i_L(0) = i_L \left( \frac{T}{2} \right) = \frac{V_o}{R} - \frac{V_i D(1 - 2D)}{2Lr_t f} \quad (\text{B.97})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L}, \quad t \in (0, DT] \quad (\text{B.98})$$

$$i_L(DT) = i_{L, \text{màx}} = \frac{V_o}{R} + \frac{V_i D(1 - 2D)}{2Lr_t f} \quad (\text{B.99})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{L}, \quad t \in \left( DT, \frac{T}{2} \right] \quad (\text{B.100})$$

#### MCD

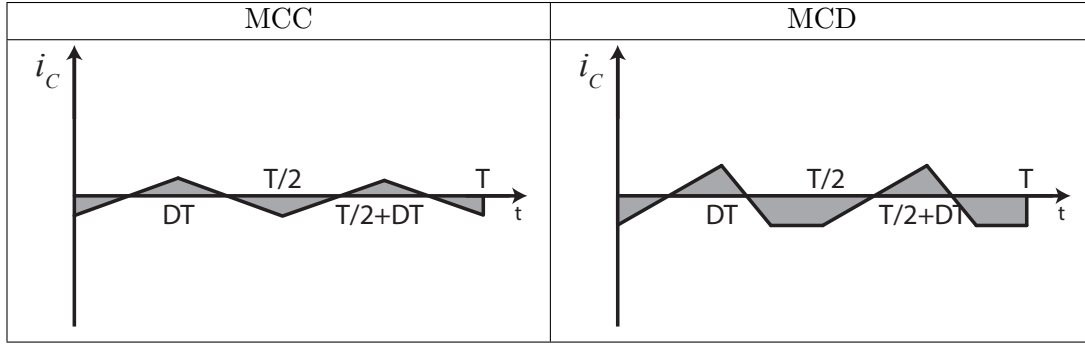
$$i_L(0) = I_L((D_1 + D_2)T) = 0 \quad (\text{B.101})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.102})$$

$$i_L(DT) = i_{L, \text{màx}} = \frac{\left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) D_1}{Lf} \quad (\text{B.103})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{L}, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \quad (\text{B.104})$$

$$i_L(t) = 0, \quad t \in \left( (D_1 + D_2)T, \frac{T}{2} \right] \quad (\text{B.105})$$

**B.2.19**  $i_C(t)$ 

**Taula B.20:** Forma d'ona de la intensitat que travessa el condensador:  $i_C$ 

$$i_C(t) = i_C \left( \frac{T}{2} + t \right) \quad (\text{B.106})$$

**MCC**

$$i_C(0) = i_C \left( \frac{T}{2} \right) = -\frac{V_i D(1 - 2D)}{2Lr_t f} \quad (\text{B.107})$$

$$\frac{\delta i_C(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.108})$$

$$i_C(DT) = i_{C, \text{màx}} = \frac{V_i D(1 - 2D)}{2Lr_t f} \quad (\text{B.109})$$

$$\frac{\delta i_C(DT, \frac{T}{2})}{\delta t} = \frac{-V_o}{L} \quad (\text{B.110})$$

**MCD**

$$i_L(0) = i_L((D_1 + D_2)T) = -\frac{V_o}{R} \quad (\text{B.111})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{\frac{V_i}{r_t} - V_o}{L}, \quad t \in (0, D_1 T] \quad (\text{B.112})$$

$$i_L(DT) = i_{L, \text{màx}} = \frac{\left( \frac{V_i}{r_t} - V_o \right) D_1 T}{L} - \frac{V_o}{R} \quad (\text{B.113})$$

$$\frac{\delta i_L(t)}{\delta t} = \frac{-V_o}{L}, \quad t \in (D_1 T, (D_1 + D_2)T] \quad (\text{B.114})$$

$$i_L(t) = -\frac{V_o}{R}, \quad t \in \left( (D_1 + D_2)T, \frac{T}{2} \right] \quad (\text{B.115})$$

## Annex C

# Disseny del convertidor *Full-Bridge*

La topologia de convertidor escollida per a aquesta aplicació ha estat el *Center-tapped Full-Bridge Isolated Buck*, comentada al Capítol 3.

Mitjançant les equacions deduïdes al Capítol 3.6, es procedirà a donar una sèrie de directrius i passos amb els que poder dissenyar un convertidor *Full-Bridge*. A partir de les especificacions tècniques desitjades, i de l'aplicació de les instruccions que es presentaran a continuació, serà possible obtenir els valors de tots els paràmetres que componen el circuit.

A continuació es mostren els diferents passos per tal de realitzar el disseny d'un convertidor *Full-Bridge*:

### Pas 1: Decidir les especificacions

A fi de dissenyar el convertidor, abans de tot cal conèixer les característiques tècniques que es volen obtenir d'ell. Els paràmetres necessaris per realitzar els diferents càlculs es mostren a continuació:

- $V_i, V_{i,min}, V_{i,max}$ : Tensió d'entrada de disseny, i valor màxim i mínim del ventall de tensions que pot acceptar.
- $V_o$ : Tensió de sortida constant.
- $I_o, I_{o,max}, I_{o,min}$ : Corrent de disseny, i valor màxim i mínim de corrent de sortida que pot subministrar la font.
- $D_{max}$ : Cicle de treball màxim que es permet assolir als transistors.
- $f$ : Freqüència de commutació.
- $\Delta I_L$ : Arrissat de corrent màxim de la bobina  $L$ .
- $\Delta V_o$ : Arrissat de tensió màxim a la tensió de sortida.

- $V_t$ : Caiguda de tensió constant en els transistors en conducció.
- $V_d$ : Caiguda de tensió constant en els díodes en conducció.

### Pas 2: Càlcul de la relació de transformació

Aquest paràmetre és el més important de tot el sistema, ja que afectarà a la resta de components. La relació de transformació  $r_t = \frac{N_1}{N_2}$  es calcularà de tal forma que pel cas més desfavorable, el cicle de treball  $D$  no superi el valor límit  $D_{max}$ .

Es parteix de l'expressió C.1, demostrada en el Capítol 3.6.

$$D = \frac{(V_o + V_d) r_t}{2 (V_i - 2V_t)} \quad (C.1)$$

Com que el valor  $V_o$  és constant i el valor de  $r_t$  no serà modificable perquè és un paràmetre de construcció, es dedueix que s'arribarà a tenir un cicle de treball màxim quan el valor de la tensió d'entrada  $V_i$  sigui mínim. Així doncs, s'imposarà aquesta condició per dimensionar la relació de transformació del transformador:

$$r_t = \frac{2 (V_{i,min} - 2V_t) D_{max}}{(V_o + V_d)} \quad (C.2)$$

En cas que el valor de  $r_t$  no sigui enter, caldrà arrodonir-lo al valor enter superior més pròxim.

### Pas 3: Càlcul del cicle de treball

Més que un paràmetre estructural, aquest valor servirà per conèixer l'àmbit de treball en el que es mouran els transistors.

Per obtenir la tensió  $V_o$  constant, el cicle de treball s'haurà d'adaptar als canvis de la tensió d'entrada  $V_i$ . Per aquest motiu existeix un ventall de valors del cicle de treball, segons les condicions d'operació. A continuació es mostra com es pot calcular el valor de disseny, i els valors màxim i mínim d'aquest paràmetre.

$$D_{nominal} = \frac{(V_o + 2V_d) r_t}{2 (V_i - 2V_t)} \quad (C.3)$$

$$D_{max} = \frac{(V_o + V_d) r_t}{2 (V_{i,min} - 2V_t)} \quad (C.4)$$

$$D_{min} = \frac{(V_o + V_d) r_t}{2 (V_{i,max} - 2V_t)} \quad (C.5)$$



#### Pas 4: Càlcul de l'interval de la càrrega

De cara a dimensionar els corrents que passen pel convertidor, caldrà analitzar el rang de corrents que pot subministrar a la sortida. S'ha de calcular la càrrega que equival al corrent de disseny ( $R$ ) i al corrent màxim de sortida ( $R_{min}$ ).

$$R = \frac{V_o}{I_o} \quad (C.6)$$

$$R_{min} = \frac{V_o}{I_{o,max}} \quad (C.7)$$

#### Pas 5: Càlcul de la inductància del filtre LC de sortida

Per dimensionar la bobina, s'imposarà una limitació en l'arissat de corrent que la travessa. D'aquesta manera s'obtindrà un valor d'inductància que asseguri que el convertidor, en operar en les condicions més desfavorables, no superi aquest valor d'arissat.

S'uniran les equacions 3.23 i 3.25 per aconseguir una expressió que no depengui de la tensió de sortida, sinó de la tensió d'entrada  $V_i$  i del cicle de treball  $D$ .

$$\Delta i_L = \frac{D(1-2D)(V_i-2V_t)}{Lr_tf} \quad (C.8)$$

Cal buscar els paràmetres més desfavorables que facin que l'arissat de corrent sigui màxim. Per aconseguir-ho, s'analitzarà la influència de cadascun dels paràmetres sobre l'expressió de l'arissat.

Tots els valors del denominador són constants, ja que són paràmetres fixes que depenen dels components utilitzats. En canvi,  $V_i$  i  $D$  poden variar. El valor més desfavorable de  $V_i$  serà  $V_i = V_{i,max}$ , mentre que de  $D$ , serà el valor màxim de l'expressió  $D(1-2D)$ , la qual presenta un màxim per  $D = \frac{1}{4}$ .

$$L_{min} = \frac{D(1-2D)(V_i-2V_t)}{\Delta i_L r_t f} = \frac{1}{8} \frac{V_{i,max} - 2V_t}{\Delta i_L r_t f} \quad (C.9)$$

on  $\Delta i_L$  s'imposarà que sigui un 20% del corrent de sortida màxima  $I_{o,max}$

És a dir, escollint una bobina amb una inductància superior o igual al valor calculat en aquesta expressió, s'assegurarà que el convertidor compleixi les especificacions d'arissat en qualsevol punt de treball.

#### Pas 6: Càlcul de la capacitat del filtre LC de sortida

Per dimensionar el condensador, s'imposarà una limitació en l'arissat de tensió a la sortida. Així s'obtindrà un valor de capacitat que asseguri que el convertidor, en operar en les condicions més desfavorables, no superi aquest valor d'arissat.

S'uniran les equacions 3.23 i 3.26 per aconseguir una expressió que no depengui de la tensió de sortida, sinó de la tensió d'entrada  $V_i$  i del cicle de treball  $D$ .

$$\Delta v_o = \frac{(1 - 2D)D^2 (V_i - 2V_t)}{4CLr_t f^2} \quad (\text{C.10})$$

Cal buscar els paràmetres més desfavorables que facin que l'arissat de tensió sigui màxim. Per aconseguir-ho, s'analitzarà la influència de cadascun dels paràmetres sobre l'expressió de l'arissat de la tensió de sortida.

Tots els valors del denominador són constants, ja que es fixen en el moment de la construcció. En canvi,  $V_i$  i  $D$  poden variar. El valor més desfavorable de  $V_i$  serà  $V_i = V_{i,max}$ , mentre que de  $D$ , serà el valor màxim de l'expressió  $D^2(1 - 2D)$ , la qual presenta un màxim per  $D = \frac{1}{3}$ .

$$C_{min} = \frac{(1 - 2D)D^2 (V_{i,max} - 2V_t)}{4\Delta v_o Lr_t f^2} = \frac{V_{i,max} - 2V_t}{108\Delta v_o Lr_t f^2} \quad (\text{C.11})$$

És a dir, escollint un condensador amb una capacitat superior o igual al valor calculat amb aquesta expressió, s'assegurarà que el convertidor compleixi les especificacions d'arissat en qualsevol punt de treball.

Amb tots els càlculs mostrats en aquest annex, ja es disposarà dels paràmetres necessaris per la construcció del convertidor *Full-Bridge* amb les característiques desitjades.

## Annex D

# Disseny del transformador planar

Pel disseny del transformador planar que incorpora el convertidor *Full-Bridge*, s'ha procedit a realitzar una sèrie de càlculs, els quals són explicats a [13] pel propi fabricant de nuclis magnètics *Ferroxcube*. Altre material utilitzat ha estat [14] i [15].

Aquestes equacions serveixen per poder obtenir uns valors estimats del número de voltes dels debanats, dels amples de les pistes del debanats i de la temperatura a la que arribarà el transformador durant el règim d'operació. No obstant això, el mètode de càlcul no és un mètode directe, sinó un mètode iteratiu on es proven diverses configuracions fins a obtenir una solució que compleixi les especificacions desitjades.

Abans de començar a realitzar els càlculs, cal tenir presents els paràmetres de disseny d'aquest transformador: les tensions d'entrada i sortida seran, respectivament, 800 V i 50 V (relació de transformació de 16); la freqüència d'operació serà de 100 kHz i la potència de sortida serà de 80 W.

### D.1 Elecció del material ferromagnètic

La primera elecció a fer en el disseny d'un transformador planar és escollir el material del nucli magnètic. Generalment s'utilitzen materials anomenats "Ferrites toves". Cada fabricant presenta una recepta pròpia i diferent per aquestes ferrites.

Per aquesta aplicació s'ha escollit utilitzar els productes de l'empresa FERROXCUBE. A la Taula D.1 es mostren algunes de les ferrites aplicades a electrònica de potència que ofereix aquest fabricant, juntament amb els valors de permeabilitat magnètica i densitat de flux magnètic de saturació.

A l'actualitat, més del 90% de les ferrites per aplicacions industrials són fabricades amb el material 3C90, per la qual cosa, és un dels materials més fàcils i econòmics d'aconseguir. A més, el material 3C90 està dissenyat per treballar bé a freqüències d'operació menors als 200 kHz, fent que sigui possible utilitzar-lo en aquesta aplicació. Pels motius exposats es decideix escollir el material 3C90 com a material de disseny del transformador planar.

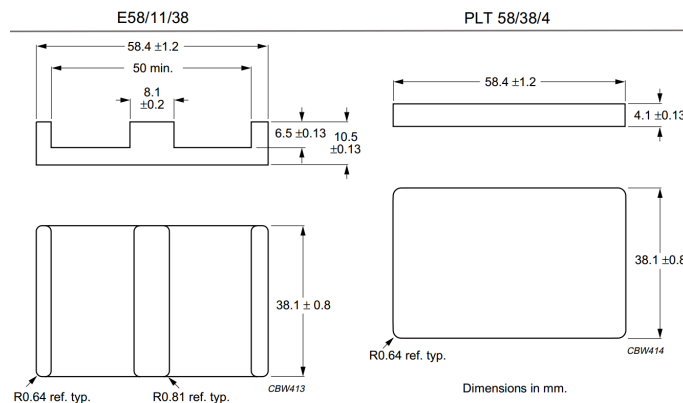
Material	$\mu_i$ (25 °C)	$B_{sat}$ [mT] (25 °C)	Freq. treball [MHz]
3C90	2300	470	<0,2
3C91	3000	470	<0,3
3C92	1500	520	<0,2
3C93	1800	500	<0,5
3C94	2300	470	<0,3
3C95	3000	530	<0,5
3C96	2000	500	<0,4
3F3	2000	440	0,2 - 0,5
3F4	900	410	1 - 2

**Taula D.1:** Materials magnètics aplicats a aplicacions d'electrònica de potència

## D.2 Elecció de la forma i dimensions del nucli

Per començar, cal escollir la mida del nucli de ferrita. Aquest paràmetre condicionarà la resta del procediment, per la qual cosa és una elecció important.

Gràcies a l'experiència i a recomanacions del propi fabricant, s'escull provar el nucli planar del tipus E anomenat E58/11/38-3C90, juntament amb la tapa de nucli anomenada PLT58/38/4-3C90. A la Figura D.1 es mostra el nucli escollit.



**Figura D.1:** Nucli de ferrita E58/11/38-3C90 + PLT58/38/4-3C90 Font: [16]

## D.3 Càlcul de la densitat de flux màxima

Primerament, cal conèixer el valor de la densitat de flux màxima ( $B_{peak}$ ). És un dels paràmetres més importants del transformador, ja que determina si existirà saturació.

Es pot demostrar que el valor de la resistència tèrmica del transformador ( $R_{th}$ ) està lligat amb el volum magnètic efectiu del nucli de ferrita utilitzat. Suposant que la meitat de pèrdues que es tenen són pèrdues degudes al nucli, es conclou que:

$$P_{core} = \frac{12 \cdot (T_{max} - T_{amb})}{\sqrt{V_e}} = \frac{12 \cdot (100 - 40)}{\sqrt{\frac{20800}{1000}}} = 157,8 \frac{mW}{cm^3} \quad (D.1)$$

A partir de la fórmula de *Steinmetz*, es pot aïllar el valor de la densitat de flux magnètic. Per aplicar aquesta equació, cal conèixer el valor d'una sèrie de paràmetres ( $C_m$ ,  $x$ ,  $y$ ,  $ct0$ ,  $ct1$  i  $ct2$ ), els quals depenen del material magnètic.

Material	$C_m$	$x$	$y$	$ct0$	$ct1$	$ct2$
3C90	$3,2 \cdot 10^{-3}$	1,46	2,75	2,45	$3,1 \cdot 10^{-2}$	$1,65 \cdot 10^{-4}$

**Taula D.2:** Paràmetres de la fórmula d'*Steinmetz*

$$P_{core} = C_m \cdot f^x \cdot B_{peak}^y \cdot (ct0 - ct1 \cdot T + ct2 \cdot T^2) \quad (D.2)$$

S'igualen les expressions D.1 i D.2, s'obté l'expressió D.3.

$$B_{peak} = \left( \frac{P_{core}}{C_m \cdot (ct0 - ct1 \cdot T + ct2 \cdot T^2) \cdot f^x} \right)^{\frac{1}{y}} = 0,125 T \quad (D.3)$$

Amb el valor obtingut es podrà calcular el número de voltes mínim dels debanats primari i secundari per no saturar el transformador. La fórmula a utilitzar per fer el càlcul és:

$$N_{1,min} = \frac{V_{i,min} \cdot D}{2 \cdot f \cdot B_{peak} \cdot A_e \cdot 10^{-6}} = 46 \text{ voltes} \quad (D.4)$$

$$N_{2,min} = \frac{V_i}{V_{out}} \cdot N_{1,min} = 2,875 \text{ voltes} \quad (D.5)$$

## D.4 Determinació de les restriccions tecnològiques

Seguidament es comprova que sigui físicament realitzable (que sigui possible encabir el número de voltes necessari a la finestra del nucli). Per això, s'ha partit de les següents capacitats tecnològiques de fabricació: l'amplada mínima de les pistes ( $W_T$ ) i la separació mínima entre elles ( $\Delta_T$ ) és de 15 mm, i l'amplada de la finestra del nucli ( $W_W$ ) és de 20,95 mm.

El càlcul que es realitzarà a continuació permet conèixer el número de voltes per capa que es pot realitzar en el *layout* del transformador planar. Es farà la suposició que s'utilitzen pistes d'amplada mínima i es respecten les distàncies mínimes de separació. Cal tenir present que aquest càlcul no té en compte que per unes pistes amb aquesta amplada pugui circular el corrent sol·licitat pel debanat.

$$N_{window} = \frac{W_W - \Delta_T}{\Delta_T + W_T} = 69,33 \text{ voltes/capa} \quad (D.6)$$

## D.5 Càlcul de l'efecte pel·licular

L'efecte pel·licular (o *skin effect*, en anglès) denota la tendència del corrent altern en acumular-se a la zona exterior del conductor. Aquest fet es produït per un efecte d'autoinducció que provoca un increment en la resistència efectiva del conductor, i per consegüent, una disminució del corrent que pot travessar el conductor. Aquest efecte es veu incrementat amb la freqüència del senyal.

La profunditat de penetració ( $\delta$ ) es defineix com la profunditat de la peça en la qual s'hi concentra aproximadament el 63% de la densitat de corrent, i on s'hi dissipa el 87 % de la potència de pèrdues deguda a l'efecte *Joule*. Es calcula amb la següent fórmula:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot \rho}{\omega \cdot \mu}} \quad (\text{D.7})$$

on  $\rho$  correspon a la resistivitat del conductor,  $\omega$  a la freqüència angular del corrent ( $\omega = 2\pi f$ ) i  $\mu$  és la permeabilitat magnètica absoluta del conductor ( $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ ). En aquest cas, el material del conductor és coure.

Primer cal calcular com varia la resistivitat en funció de la temperatura:

$$\rho(T) = \rho_0 (1 + C_T (T - T_0)) \quad (\text{D.8})$$

on es coneix el valor de la constant  $C_T$  ( $C_T = 3,9 \cdot 10^{-3} \frac{1}{^\circ\text{C}}$ ) i la resistivitat del coure a 25 °C ( $\rho_{25} = 1,724 \cdot 10^{-8} \frac{\Omega}{\text{m}}$ ).

Es calcula la resistivitat del coure a 60 °C, ja que es considera que serà una temperatura propera al valor d'operació. Per tant, la resistivitat a 60 °C serà  $\rho_{60} = 1,9593260 \cdot 10^{-8}$ .

Finalment es calcula la profunditat de penetració de l'efecte pel·licular:

$$\delta_{60} = \sqrt{\frac{\rho_{60}}{\pi \cdot f \cdot \mu}} = 222,78 \mu\text{m} \quad (\text{D.9})$$

Ja que el gruix de coure de les pistes serà de 35  $\mu\text{m}$ , això significa que no existirà un efecte pel·licular significatiu en aquest transformador.

## D.6 Càlcul de les pèrdues

Amb els càlculs previs, ja s'està en disposició de realitzar el càlcul de pèrdues i verificar que la temperatura no excedeix el valor calculat (en aquest cas, 60 °C).

El càlcul de pèrdues serà un procés de prova i error, ja que en funció de l'ample de pista que s'escolleixi, les pèrdues als conductors seran diferents. Aquestes característiques tecnològiques de fabricació es mostren a continuació.

Primer es calcula el número de voltes mínim que caben a cada capa. Es realitzarà un càlcul pel debanat primari i un altre pel debanat secundari.

Característica	Variable	Valor [ $\mu m$ ]
Gruix pistes primari	$W_{p1}$	35
Gruix pistes secundari	$W_{p2}$	35
Gruix pistes terciari	$W_{p3}$	35
Amplada pistes primari	$W_{t1}$	350
Amplada pistes secundari	$W_{t2}$	2800
Amplada pistes terciari	$W_{t3}$	2800
Separació entre pistes	$\Delta_T$	150
Separació nucli-pistes	$\Delta_A$	300

**Taula D.3:** Característiques tecnològiques dels debanats

$$W_W = \Delta_T \cdot (N_1 - 1) + W_{t1} \cdot N_1 + 2 \cdot \Delta_A \longrightarrow N_1 = 41 \text{ voltes} \quad (\text{D.10})$$

$$W_W = \Delta_T \cdot (N_2 - 1) + W_{t2} \cdot N_2 + 2 \cdot \Delta_A \longrightarrow N_2 = 7 \text{ voltes} \quad (\text{D.11})$$

Finalment es decideix construir el transformador amb el número de voltes següent:  $N_1=80$  (dividit en dos capes de 40 voltes),  $N_2 = N_3 = 5$  (formats per debanats partits d'identíc número de voltes).

### D.6.1 Pèrdues al coure

Les pèrdues al coure es calcularan utilitzant la Llei de Joule:  $P = R \cdot I^2$ , on la resistència  $R$  es calcularà com  $R = \rho \frac{L}{A}$ . També s'ha calculat la resistència en alterna, suposant un  $F_r$  (rati entre  $R_{DC}$  i  $R_{AC}$ ) de valor 2.

$$P_{deb1} = \left( F_r \cdot \rho_{60} \cdot \frac{L_e \cdot N_1}{W_{p1} \cdot W_{t1}} \right) \cdot \left( \frac{\frac{P_{out}}{0,9}}{V_{in}} \right)^2 = 0,365 \text{ W} \quad (\text{D.12})$$

Els debanats secundari i terciari es reparteixen equitativament la potència que han d'entregar a la sortida.

$$P_{deb2a} = P_{deb2b} = \left( F_r \cdot \rho_{60} \cdot \frac{L_e \cdot N_2}{W_{p2} \cdot W_{t2}} \right) \cdot \left( \frac{\frac{P_{out}}{2}}{V_{out}} \right)^2 = 0,112 \text{ W} \quad (\text{D.13})$$

A diferència del debanat secundari, el debanat terciari únicament haurà d'entregar 5 W a la sortida, que és la potència necessària per alimentar els circuits auxiliars.

$$P_{deb3a} = P_{deb3b} = \left( F_r \cdot \rho_{60} \cdot \frac{L_e \cdot N_3}{W_{p3} \cdot W_{t3}} \right) \cdot \left( \frac{\frac{5}{2}}{V_{out}} \right)^2 = 0,016 \text{ W} \quad (\text{D.14})$$

Finalment les pèrdues totals seran la suma de totes les potències calculades previament. El seu valor és de:  $P_{Cu} = 0,623 \text{ W}$ .

### D.6.2 Pèrdues al nucli

Es recalculen les noves pèrdues del nucli amb el número de voltes escollit. Donat que és un conjunt d'equacions que estan entrelaçades, caldrà realitzar una sèrie d'iteracions dels càlculs fins que el resultat convergeixi. La fórmula a aplicar serà:

$$C_T = ct0 - ct1 \cdot T_1 + ct2 \cdot T_1^2 \quad (D.15)$$

$$B_{peak} = \frac{V_{i,min} \cdot D}{2 \cdot f \cdot N_1 \cdot A_e \cdot 10^{-6}} \quad (D.16)$$

$$P_{core} = C_m \cdot C_T \cdot f^x \cdot B_{peak}^y \quad (D.17)$$

$$T_1 = \frac{P_{core} \sqrt{V_e \cdot 10^{-3}} + 12 \cdot T_{amb}}{12} \quad (D.18)$$

El resultat de la iteració per a les condicions d'aquesta aplicació és que  $P_{core} = 42,56 \frac{mW}{cm^3}$  i les pèrdues en tot el nucli seran de  $P_{Fe} = 0,885 W$ .

### D.6.3 Pèrdues totals

A partir d'aplicar la Llei de Fourier per calcular la transferència de calor es podrà conèixer la temperatura final del transformador en règim d'operació.

Primer, es calcula la superfície de contacte amb l'aire del nucli. A partir de les dades facilitades pel fabricant, es calcula que  $A_{conv} = 0,00601338 m^2$ .

A continuació, s'aplica la següent expressió:

$$P_{perdues} = h \cdot A_{conv} \cdot (T_{final} - T_{amb}) \quad (D.19)$$

$$T_{final} = T_{amb} + \frac{1}{h \cdot A_{conv}} \cdot (P_{Fe} + P_{Cu}) = 64,56 ^\circ C \quad (D.20)$$

Aquesta temperatura s'aproxima molt al valor pressuposat en els càlculs anteriors, significat que les hipòtesis plantejades són correctes.

## D.7 Càlcul de la inductància magnetitzant

Un paràmetre important d'un transformador és la inductància magnetitzant que presenta. Idealment, aquest valor hauria de ser infinitament gran, de tal forma que el corrent que utilitzés el transformador per magnetitzar-se fos nul. En canvi, els transformadors reals



presenten un valor finit d'aquesta inductància. Una part del corrent que entra al debanat primari s'utilitzi per magnetitzar el transformador.

El seu càlcul és el següent:

$$L_{mag} = \frac{4\pi 10^{-7} \cdot N_1^2}{\frac{1}{\mu_e} \cdot C1 \cdot 10^3} \quad (D.21)$$

Tots aquests paràmetres són facilitats pel fabricant al full de dades d'aquest nucli de ferrita [16, p. 370].

Per calcular el valor del corrent magnetitzant, cal desglossar el senyal de tensió del debanat primari en la seva sèrie de Fourier. Aprofitant que el senyal analitzat és imparell i té simetria de mitja ona, el càlcul dels coeficients es simplifica. Això significa que els coeficients  $a_n$  i els  $b_n$  amb “n” parella són nuls. La resta es calculen com:

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} v_{in}(t) \cdot \sin(n \cdot 2\pi f t) \delta t \quad (D.22)$$

Ara es calcula el valor de corrent per cada freqüència, utilitzant la Llei d'Ohm amb la impedància inductiva de la bobina:  $V_L = X_L \cdot I_L$ .

$$I_n = \frac{b_n}{\sqrt{2} \cdot n \cdot 2\pi f \cdot L_{mag}} \quad (D.23)$$

I el corrent magnetitzant en valor eficaç es correspondrà a la suma quadràtica d'aquests valors:

$$I_{mag} = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 0,014 \text{ A} \quad (D.24)$$

S'observa que el valor del corrent magnetitzant és prou baix com per no provocar problemes.

Un cop que totes els càlculs hagin estat efectuats i els resultats compleixin les especificacions de disseny, es podrà fabricar el transformador planar.



## Annex E

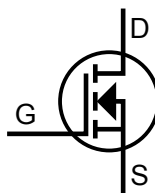
# Pèrdues dels semiconductors i càlcul de dissipadors

En electrònica de potència existeixen diversos dispositius semiconductors que se comporten de forma similar a un interruptor. Per a la creació d'aquest projecte s'ha utilitzat un tipus anomenat MOSFET.

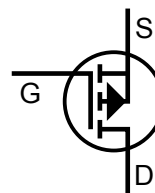
### E.1 Introducció als transistors MOSFET

Un MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) és un tipus de transistor controlat per tensió, la funció del qual es controlar el flux de corrent. Segons la tècnica de dopatge del semiconductor, el MOSFET pot ser de “canal N” o de “canal P”. El tipus de MOSFET més utilitzat en els circuits de commutació és el de canal N, perquè té una menor resistència en conducció.

El seu símbol elèctric es pot veure a les Figures E.1 i E.2.



**Figura E.1:** Símbol del MOSFET de canal N



**Figura E.2:** Símbol del MOSFET de canal P

on “G” és el terminal de porta (*Gate*), “D” és el terminal drenador (*Drain*) i “S” és el terminal sortidor (*Source*).

El senyal de control d'un MOSFET consisteix en aplicar una diferència de potencial entre els terminals de porta i sortidor. Si aquest voltatge és superior a la tensió mínima d'activació  $V_{gs(th)}$ , el semiconductor començarà a conduir.

## E.2 Càlcul de les pèrdues

Tots els components reals provoquen pèrdues d'energia en el circuit a causa del pas de corrent a través seu. Aquesta potència ha de ser dissipada de forma convenient, o per contra, aquell element acabaria cremant-se per un excés de temperatura. Per aquest motiu és important calcular les potències de pèrdues en els MOSFET d'aquest projecte.

Les pèrdues dels transistors MOSFET es poden dividir en tres categories [17]:

### Pèrdues per conducció ( $P_C$ )

Les pèrdues per conducció del MOSFET es produeixen quan el transistor es troba en estat de “tancament” i, per tant, passa corrent a través seu.

Es poden calcular usant una aproximació amb la resistència de drenador-sortidor  $R_{DS(on)}$ .

$$P_{C,M} = R_{DS(on)} \cdot I_{D,rms}^2 \cdot D_{mosfet,màx} \quad (E.1)$$

Per tant, interessa que el MOSFET tingui el menor valor de  $R_{DS(on)}$  possible, la qual cosa implica utilitzar la màxima tensió de porta, ja que la relació entre aquests dos valors és inversament proporcional.

El valor de  $R_{DS(on)}$  s'hauria d'ajustar segons la temperatura de treball, aplicant l'expressió:

$$R_{DS(on)}(T_j) = R_{DS(on)MAX}(25^\circ C) \cdot \left(1 + \frac{\alpha}{100}\right)^{T_j - 25^\circ C} \quad (E.2)$$

on  $T_j$  és la temperatura de la unió i  $R_{DS(on)MAX}(25^\circ C)$  és el màxim valor de  $R_{DS(on)}$  a  $25^\circ C$ . El coeficient  $\alpha$  pot ser calculat a partir de dues parelles de valors ( $T_j$ ,  $R_{DS(on)}$ ) que poden ser llegides del gràfic  $R_{DS(on)} - T_j$  que adjunta el fabricant al full de característiques [18]. Usant aquests valors a l'equació E.2 es pot obtenir un valor mitjà del paràmetre  $\alpha$ .

Respecte a les pèrdues per conducció del díode en antiparal·lel, es poden calcular amb un estimació usant el model equivalent del díode format per un font de tensió contínua ( $U_{D0}$ ) en serie amb una resistència ( $R_D$ ).

Per calcular el valor de  $R_D$ , el fabricant pot proporcionar la corba característica I-V del díode, d'on es pot extreure un valor aproximat de  $R_D$  sabent que el pendent de la corba és la inversa d'aquesta resistència. En cas de no disposar aquesta dada, és freqüent negligir les pèrdues degudes a la resistència i únicament tenir en compte les pèrdues degudes a la caiguda de tensió. Seria convenient multiplicar les pèrdues resultants per un petit coeficient de seguretat, a fi de compensar l'aproximació feta a l'hora d'eliminar l'efecte de la resistència.

L'expressió per calcular les pèrdues per conducció en el díode serà:

$$P_{C,D} = (U_{D0} \cdot I_{F,av} + R_D \cdot I_{F,rms}^2) \cdot D_{diode,màx} \quad (E.3)$$

on  $U_{D0} = V_{SD}$  donat pel fabricant.

Tot i això, les pèrdues del díode en antiparal·lel són molt més petites en comparació amb les pèrdues directes del MOSFET.

Així, les pèrdues per conducció que presenten els MOSFET d'aquesta aplicació són:

$$P_C = 0,26 \Omega \cdot (0,4 A)^2 \cdot 0,5 = 0,0208 W \quad (E.4)$$

### Pèrdues per bloqueig ( $P_B$ )

Són les pèrdues que es produeixen en el transistor per culpa dels corrents de fuga (*leakage currents*) mentre aquest es troba en l'estat de tall. Idealment, durant aquest estat no hauria de deixar passar corrent a través seu.

$$P_B = (1 - D) \cdot U_{DS(off)} \cdot I_{DSS} \quad (E.5)$$

on  $U_{DS(off)}$  és la tensió que ha de suportar en borns mentre el MOSFET es troba en tall,  $D$  és el cicle de treball i  $I_{DSS}$  és el màxim corrent de fuga que indica el fabricant.

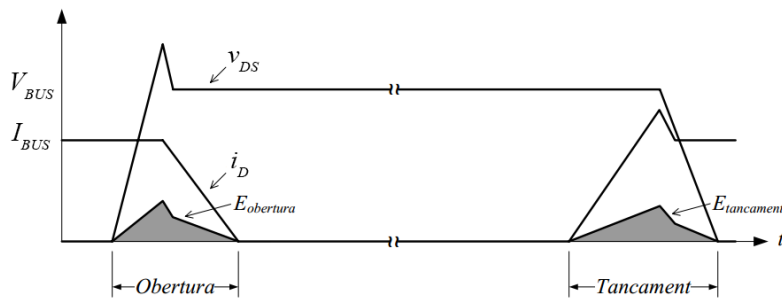
Aquestes pèrdues són molt inferiors a les pèrdues per conducció, fent que normalment siguin negligibles.

### Pèrdues per commutació ( $P_{SW}$ )

Les pèrdues per commutació es generen perquè el transistor no és un interruptor ideal i per tant, existeix una transició on el transistor està conduint corrent i alhora té una tensió aplicada entre drenador i sortidor.

Les pèrdues per commutació són la suma de les pèrdues degudes a les etapes de tancament (*turn-on*) i d'obertura (*turn-off*):  $P_{SW} = P_{on} + P_{off}$ .

Les pèrdues es poden visualitzar a la Figura E.3.

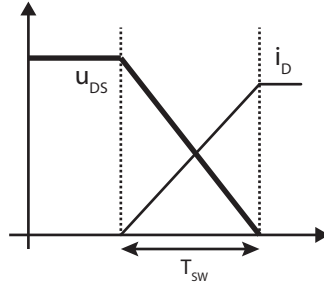


**Figura E.3:** Formes d'ona de les transicions en un MOSFET

Existeixen moltes maneres de calcular les pèrdues per commutació, però pel càlcul en aquesta aplicació s'utilitzarà el mètode que parteix dels temps de pujada  $t_r$  i de baixada  $t_f$  de commutació del MOSFET [19].

Si el circuit al que es connecta el MOSFET és principalment resistiu, el càlcul és realitza usant l'Equació E.6. La Figura E.4 mostra aquesta transició.

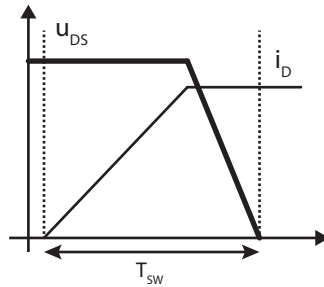
$$P_{SW} = \frac{1}{6} \cdot f \cdot u_{DS} \cdot i_D \cdot T_{SW} \quad (E.6)$$



**Figura E.4:** Commutació idealitzada, amb càrrega resistiva

Per contra, si el circuit té una càrrega inductiva important, el càlcul és realitza amb l'equació E.7. La Figura E.5 mostra aquesta transició.

$$P_{SW} = \frac{1}{2} \cdot f \cdot u_{DS} \cdot i_D \cdot T_{SW} \quad (E.7)$$



**Figura E.5:** Commutació idealitzada, amb càrrega inductiva

Realment, les ones reals són molt més complicades, però l'error que es comet amb aquesta simplificació es troba entre els límits acceptables.

En aquest projecte, els MOSFET del pont en "H" estan connectats directament al transformador, per la qual cosa, el càlcul de pèrdues es realitzarà amb l'Equació E.7.

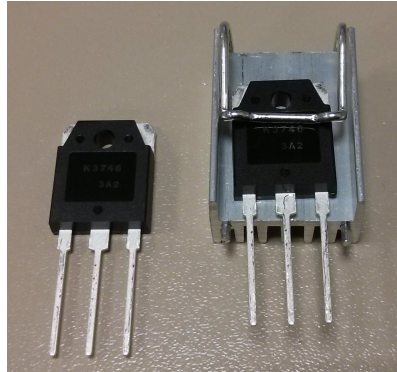
$$P_{SW} = 2 \text{ transicions} \cdot \left( \frac{1}{2} \cdot 100000 \text{ Hz} \cdot 800 \text{ V} \cdot 0,4 \text{ A} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ s} \right) = 3,2 \text{ W} \quad (E.8)$$

### Pèrdues totals

Finalment, després sumar els diferents tipus de pèrdues que pot generar un MOSFET, s'extreu que cadascun dels transistors d'aquesta font haurà de dissipar **3,22 W**.

### E.3 Càlcul del Dissipador

Un dissipador tèrmic (en anglès, *Heatsink*) és un element passiu destinat a alliberar l'excés de calor de qualsevol element (Figura E.6). El seu funcionament es basa en la segona Llei de la termodinàmica, transferint l'energia de l'element calent (el component) a l'element fred (l'aire). Aquest procés es propicia augmentant la superfície de contacte amb l'aire permetent una evacuació més ràpida de la calor.



**Figura E.6:** Dissipador

A fi d'assegurar que els transistors i díodes operin sempre a dins del rang de temperatures recomanat pel fabricant, a vegades serà necessari afegir un dissipador tèrmic. Es conegut que el silici perd les seves propietats semiconductors a temperatures superiors als  $150 - 175^{\circ}\text{C}$ , motiu pel qual interessa alliberar aquesta potència tèrmica generada.

Les magnituds tèrmiques amb les que s'operarà són:

- Resistències tèrmiques,  $R_{TH}$ , en  $\text{K/W}$ .
- Increments de temperatura,  $\Delta T$ , en  $\text{K}$ .
- Potència de pèrdues,  $P$ , en  $\text{W}$ .

Per dur a terme el càlcul tèrmic es poden aplicar equivalències amb els circuits elèctrics. Així, és usual crear un model tèrmic equivalent per fer els càlculs de les temperatures de treball.

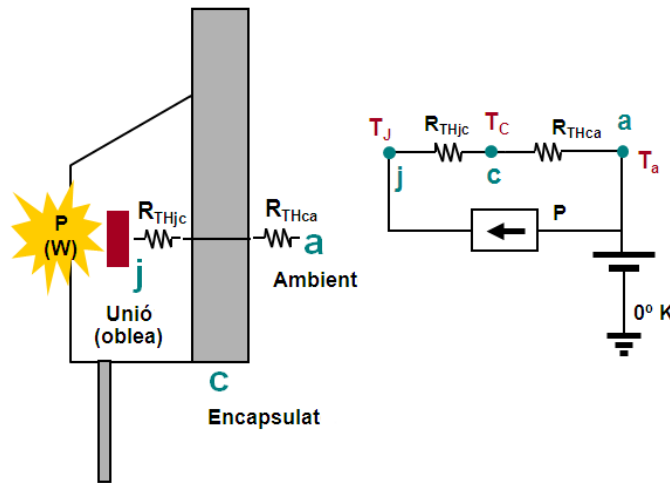
El model tèrmic (Figura E.7) i les equacions que el defineixen són:

$$\Delta T = P \cdot \Sigma R_{TH} \quad (\text{E.9})$$

$$T_j = T_a + P \cdot (R_{TH,j-c} + R_{TH,c-a}) \quad (\text{E.10})$$

La resistència tèrmica unió-càpsula ( $R_{TH,j-c}$ ) és baixa ( $\approx 0,5 - 5 \text{K/W}$ ).

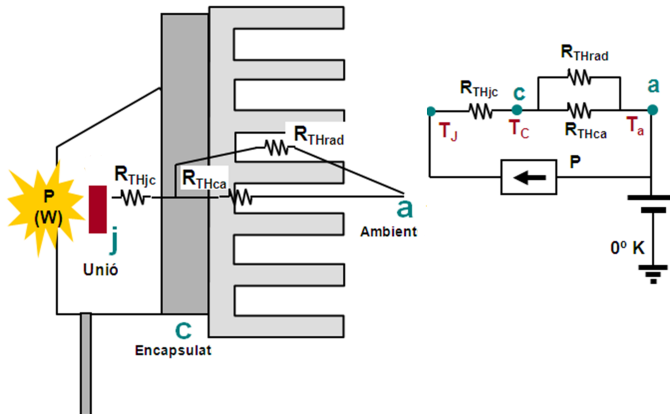
La resistència tèrmica càpsula-ambient és alta ( $\approx 30 - 100 \text{K/W}$ ).


**Figura E.7:** Model tèrmic equivalent (sense dissipador)

Per reduir la temperatura de la unió s'ha de disminuir la resistència tèrmica entre l'encapsulat i l'ambient. Per aconseguir-ho, es col·loca un radiador a l'encapsulat.

Els radiadors s'escullen en funció de la seva resistència tèrmica, sent millor dissipador com menor sigui aquest valor.

Les equacions del model tèrmic amb dissipador (Figura E.8) seran diferents que en el cas anterior:


**Figura E.8:** Model tèrmic equivalent (amb dissipador)

$$T_j = T_a + P \cdot \left( R_{TH,j-c} + \frac{R_{TH,c-a} \cdot R_{TH,rad}}{R_{TH,c-a} + R_{TH,rad}} \right) \quad (\text{E.11})$$

Finalment, cal calcular la temperatura a la que arribaria el semiconductor dels MOSFET d'aquest projecte.

Primerament es farà el càlcul sense tenir en compte un dissipador:



$$T_j = 30\text{ }^{\circ}\text{C} + 3,22\text{ W} \cdot 40\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} = 158\text{ }^{\circ}\text{C} \quad (\text{E.12})$$

Com es pot observar, la unió supera la temperatura màxima recomanada. En conseqüència, serà indispensable utilitzar un dissipador per cada MOSFET. Mirant els dissipadors comercials, es troba que un valor usual de resistència tèrmica de dissipador és  $13\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ . Es comproba quina temperatura assoliria el semiconductor:

$$T_j = 30\text{ }^{\circ}\text{C} + P \cdot \left( 1\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + \frac{39\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} \cdot 13\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}}{39\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}} + 13\frac{^{\circ}\text{C}}{\text{W}}} \right) = 64,615\text{ }^{\circ}\text{C} \quad (\text{E.13})$$

Tot aquests paràmetres utilitzats als càlculs són facilitats pel fabricant del transistor [18].



## Annex F

# Comunicacions entre microprocessadors

El microcontrolador  $\mu C2$  serà l'encarregat de fer el sensat de corrent i tensió del secundari, i d'enviar aquesta informació al microcontrolador  $\mu C1$ , el qual utilitzarà aquestes dades per fer el càlcul dels senyals de porta dels transistors.

Els microcontroladors que s'usaran (TMS320F28027 de *Texas Instruments*) disposen de diversos mètodes per comunicar-se entre ells: els estàndards SCI (o UART), SPI i I<sup>2</sup>C.

### F.1 Bus *SCI*

El SCI (acrònim de l'anglès *Serial Communication Interface*) és un sistema de comunicació sèrie asíncron format per dos conductors, comunament conegut com a UART (acrònim de *Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*). És l'estàndard de comunicacions més antic de tots els que es comentaran.

#### Avantatges:

- És el més senzill de configurar i utilitzar.
- Només utilitza dos conductors.
- Emissor i receptor poden comunicar-se alhora, sense designar cap mestre ni esclau.
- La comunicació pot ser *Full-Duplex* (enviar i rebre dades alhora) o *Half-Duplex* (enviar o rebre dades, però no alhora).

#### Inconvenients:

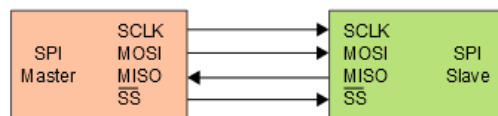
- Presenta la velocitat de transferència més baixa (com a màxim 1 Mbps), respecte el SPI o I<sup>2</sup>C.

## F.2 Bus *SPI*

El bus SPI (acrònim de l'anglès *Serial Peripheral Interface*) és un estàndard de comunicacions de bus utilitzat per la transferència d'informació entre dispositius electrònics. Permet controlar el flux d'informació mitjançant un senyal de rellotge. És a dir, el SPI és un protocol síncron.

Les connexions del bus estan formades per quatre línies:

- Senyal de rellotge (SCLK). És el pols que marca la sincronització. Amb cada pols de rellotge, es llegeix i s'envia un bit.
- Senyal de dades de sortida (MOSI o *Master Output Slave Input*). Correspon a la sortida de dades del mestre i entrada de dades a l'esclau.
- Senyal de dades d'entrada (MISO o *Master Input Slave Output*). Correspon a la sortida de dades de l'esclau i entrada de dades al mestre.
- Senyal d'activació (SS/Select). Senyal que serveix per seleccionar l'esclau que ha de rebre aquelles dades.



**Figura F.1:** Connexió de conductors per SPI

El mètode d'operació es basa en enviar la cadena de bits de manera síncrona amb els polsos de rellotge, és a dir, amb cada pols, el mestre envia un bit. Per tal de començar la transmissió, el mestre baixa el senyal SS/Select a nivell baix, provocant que l'esclau s'activi i comenci la transmissió. Els polsos de rellotge es poden programar de manera que la transmissió es pugui realitzar amb el flanc de pujada o amb el flanc de baixada.

### Avantatges:

- Comunicació *Full Duplex*, és a dir, que la comunicació és bidireccional i a més, permet l'enviament i recepció de manera simultània. El motiu és perquè utilitza dos canals diferents: MISO i MOSI.
- Velocitat major que amb  $I^2C$ . Pot ser de fins a 10-20 Mbps.
- No està limitada a la transferència de blocs de 8 bits, permet l'elecció de la mida de la cadena de bits.
- Consum menor d'energia que  $I^2C$  perquè necessita menor quantitat de circuits.

### Inconvenients:

- Necessita més conductors (quatre canals) per connectar els dispositius, en comparació amb els dos canals que es necessiten per  $I^2C$ .
- L'elecció del receptor es realitza mitjançant línies específiques, a diferència de  $I^2C$ , on es selecciona cada receptor mitjançant una direcció de 7 bits que s'envia per la mateixa línia del bus.
- No hi ha senyal de *Acknowledge*, de manera que l'emissor no sap ni el receptor rep la informació, o si la rep el receptor correcte.
- No permet connectar fàcilment diversos mestres alhora en un mateix bus.
- Només funciona per a distàncies molt curtes.

## F.3 Bus $I^2C$

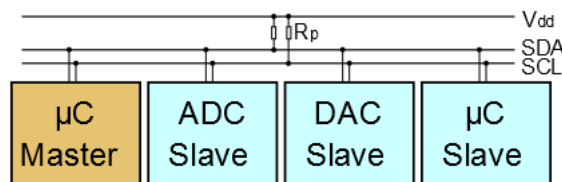
El bus  $I^2C$  (acrònim de l'anglès *Inter-Integrated Circuit*) és un estàndard de comunicacions de bus, principalment usat a la indústria per comunicar microcontroladors i els seus perifèrics que resideixen en el mateix circuit imprès.

La principal característica del  $I^2C$  és que utilitza només dues línies per transmetre la informació: una per les dades i l'altra pel senyal de rellotge. També es necessària una tercera línia, la referència o terra, però en el cas d'aquest projecte, aquesta línia serà innecessària.

Les línies s'anomenen:

- *SDA*: transporta el senyal de dades.
- *SCL*: transporta el senyal de rellotge.
- *GND*: transporta el senyal de referència o terra.

Les línies SDA i SCL són línies en drenador obert, per la qual cosa necessiten resistències de *Pull-Up*. En  $I^2C$  hi ha un valor fort i un valor dèbil, normalment el 0 és el valor fort i l'1 és el dèbil. Això és així perquè el 0 s'aconsegueix forçant la línia a aquella tensió, però l'1 s'aconsegueix amb les resistències de pull-up. Per tant, en cas que algun dispositiu transmeti un 0 i algun altre un 1, a la línia només es veurà reflectit el 0. D'aquesta manera es defineix com a valor de repòs del bus el valor 1, ja que si algun dispositiu vol començar a comunicar sempre podrà modificar l'estat del bus i la resta d'elements es donaran compte.



**Figura F.2:** Connexió de conductors per  $I^2C$

Els dispositius que actuen com a mestre són els únics que poder controlar la línia de SCL, de manera que només el mestre pot iniciar una transmissió. L'esclau haurà d'esperar a que el mestre li demani alguna dada per tal que aquest l'envii.

Els dispositius a dins del bus  $I^2C$  disposen d'una direcció única per cadascú. El mestre inicia la transferència de dades i, a més, genera un senyal de rellotge. Tot i això, el dispositiu mestre no cal que sigui sempre el mateix, sinó que pot anar passant el càrrec als dispositius que tinguin capacitat de ser mestres. A causa d'aquesta característica, el bus  $I^2C$  pot ser un bus “multi-mestre”.

El bus es troba lliure quan els senyals SDA i SCL tenen un estat lògic alt. En estat de bus lliure, qualsevol dispositiu es pot convertir en mestre. Es comença la comunicació enviant un patró anomenat *Start Condition*. Això alerta als dispositius esclaus, posant-los a la espera d'una transferència de dades.

El mestre es dirigeix al dispositiu amb el que vol comunicar-se, enviant un byte que conté els set bits (A7 - A1) que componen la direcció del dispositiu receptor. El vuitè bit (A8) indica si la operació serà de lectura (rebre de l'esclau) o escriptura (enviar a l'esclau). La direcció enviada es compara per cada esclau amb la seva pròpia direcció, i si ambdós coincideixen, aquest envia un bit de “ACK” (*Acknowledge*) que indica al dispositiu mestre que l'esclau reconeix la sol·licitud i que es troba en condicions de comunicar-se. Així comença l'intercanvi d'informació.

La comunicació es produeix enviant paquets de 8 bits de dades, on el nombre màxim de bytes que poden ser enviats en una transmissió no es troba restringit. Cada byte llegit/escrit pel dispositiu haurà de ser obligatòriament reconegut amb un bit de ACK pel receptor.

Quan la comunicació finalitza, el mestre transmet un senyal de *Stop Condition* per deixar el bus lliure. Després de la *Stop Condition*, és obligatori pel bus mantenir-se en espera durant uns microsegons.

#### **Avantatges:**

- Els dispositius s'identifiquen amb una direcció única, sense necessitat d'un canal específic per la selecció del receptor (com en el cas de SPI).
- És un sistema “multi-mestre”, per la qual cosa poden existir diversos dispositius amb capacitat de ser mestre. A més, existeixen mecanismes que eviten que dos mestres comencin a transmetre informació alhora.
- El receptor ha d'enviar un senyal ACK al mestre per indicar que ha rebut les dades de manera correcta. Per tant, s'evita que el missatge es perdi o no arribi correctament al destinatari.

#### **Inconvenients:**

- És un sistema més complex, que necessita una major quantitat de recursos per ser configurat.

- Té una velocitat de transferència inferior al SPI, ja que a part del missatge, s'han d'enviar dades extra que ralentitzen la comunicació. A més, el mestre ha d'esperar a que l'esclau envii l'ACK per prosseguir amb l'enviament de més dades.
- És una comunicació *Half-Duplex*, és a dir, és una connexió en la qual les dades flueixen en una o altra direcció, però no en les dues direccions al mateix temps.
- Només funciona per a distàncies curtes entre dispositius.
- Totes les dades estan formades per 8 bits.





## Annex G

# Sintonització dels controladors PI

## G.1 Introducció als Controladors PI

### G.1.1 Controlador Proporcional (P)

El terme proporcional del controlador produeix un valor de sortida que és proporcional al valor de l'error actual. La resposta pot ser ajustada multiplicant l'error per una constant  $K_p$ , anomenada “constant de guany proporcional”.

L'expressió matemàtica del controlador proporcional és:

$$Out = K_p \cdot e(t) \quad (G.1)$$

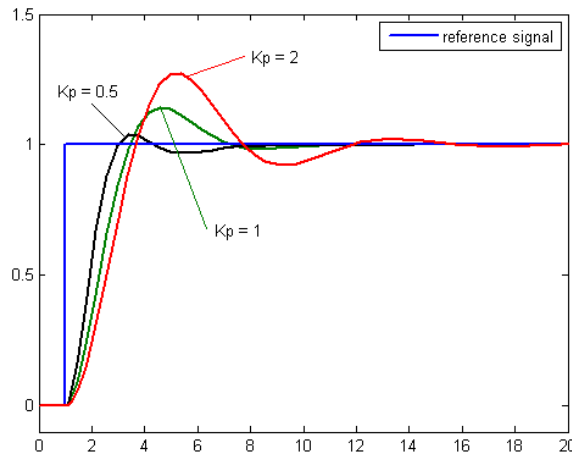
Un elevat guany proporcional dóna com a resultat un gran canvi a la sortida del controlador, per un canvi donat en l'error. Si el guany proporcional és massa elevat, el sistema pot esdevenir inestable. Per altra banda, un petit guany resulta en una petita variació de la sortida per a un gran error d'entrada, fent que el controlador tingui una resposta molt lenta. Si el guany proporcional és massa baix, el control pot ser massa lent per compensar les pertorbacions del sistema. Aquests canvis es poden observar de forma comparativa a la Figura G.1.

### G.1.2 Controlador Integral (I)

La contribució del terme integral és proporcional tant a la magnitud de l'error com a la duració d'aquest. La part integral en un controlador PID és la suma de l'error instantani al llarg del temps, i dóna com a resultat la quantitat d'error acumulat que hauria d'haver estat corregit prèviament. L'error acumulat és, llavors, multiplicat per la “constant de guany integral” ( $K_i$ ) i afegit a la sortida del controlador.

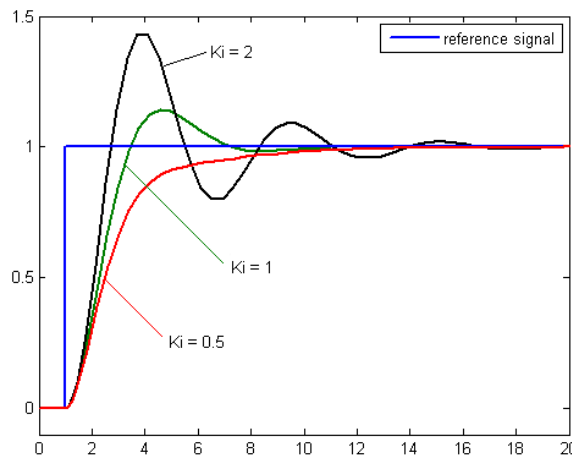
L'expressió matemàtica del controlador integral és:

$$Out = K_i \int_0^T e(t) \delta t \quad (G.2)$$



**Figura G.1:** Variació de la resposta en funció del valor  $K_p$

El terme integral accelera el moviment del procés cap al punt estacionari i elimina l'error estacionari residual que es produeix amb un controlador proporcional pur. No obstant, com que el terme integral respon als errors acumulats del passat, pot provocar que el valor de sortida produeixi un pic per sobre del valor d'establiment. Aquests fenòmens es poden observar de forma comparativa a la Figura G.2.



**Figura G.2:** Variació de la resposta en funció del valor  $K_i$

### G.1.3 Efecte de la variació dels paràmetres en un controlador PI

A continuació es mostra de manera qualitativa com afecta la variació dels paràmetres  $K_p$  i  $K_i$  per plantes que presenten una dinàmica de primer ordre.

Paràmetre	Temps de pujada	Sobrepic	Temps d'assentament	Error estacionari	Estabilitat
$K_p$	Decreix	Incrementa	Petit canvi	Decreix	Empitjora
$K_i$	Decreix	Incrementa	Incrementa	S'elimina	Empitjora

**Taula G.1:** Efecte d'incrementar un paràmetre del PI de forma independent

## G.2 Disseny dels paràmetres del controlador

Per dur a terme l'elecció dels valors dels paràmetres que formen el controlador Proporcional-Integral (anomenat amb les sigles "PI") s'utilitzarà el **Mètode d'Assignació de Pols**.

Aquest mètode consisteix en l'obtenció de la funció de transferència de llac tancat del sistema, per a continuació imposar que tingui uns pols determinats. D'aquesta manera, s'imposa que es compleixin les especificacions dinàmiques.

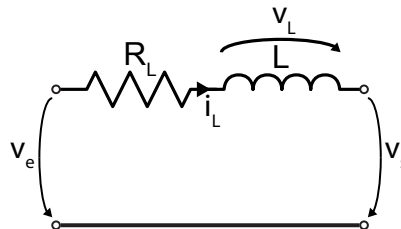
Els pols desitjats s'obtenen d'aplicar les equacions de la dinàmica de sistemes per transformar les característiques de sobrepic màxim i temps d'establiment en una sèrie de pols. Aquests valors formaran el denominador de la funció de transferència de llac tancat.

Fruit de la igualació del denominador de la funció de transferència i del denominador dels pols desitjats, s'obté un sistema d'equacions determinat. Al ser resolt, dona com a resultat el valor dels paràmetres  $K_p$  i  $K_i$  del controlador PI.

Per modelitzar el convertidor *Full Bridge*, s'han consultat les referències [20], [21] i [22].

### G.2.1 Disseny del controlador del llac de corrent

L'element més important del llac de corrent és la bobina del filtre de sortida. Els passos per extreure la funció de transferència del bloc de la bobina es mostren a continuació.



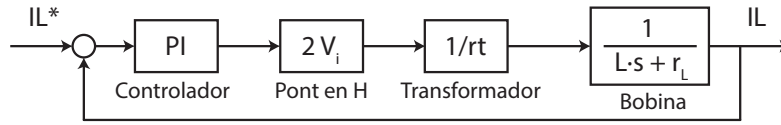
**Figura G.3:** Element bobina com a bloc

L'equació que regeix aquest sistema, usant la Transformada de Laplace, és:

$$V_e = R_L I_L + sL I_L + V_s \quad (\text{G.3})$$

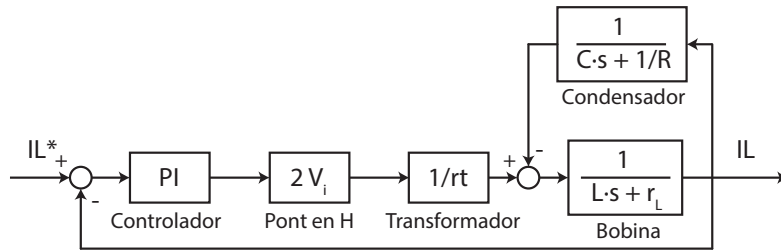
$$FT_L = \frac{I_L}{V_e - V_s} = \frac{\frac{1}{R_L}}{\frac{L}{R_L} \cdot s + 1} = \frac{1}{L \cdot s + R_L} \quad (\text{G.4})$$

Per al disseny del llac de corrent, s'agafa l'esquema de blocs on només intervé la bobina del convertidor (veure Figura G.4).


**Figura G.4:** Diagrama de blocs del llac de corrent

Estrictament, en el diagrama de la figura G.4 faltaria fer una realimentació de la tensió de sortida, tal com s'indica a la equació G.4. La funció de transferència no és lineal, ja que és la relació entre el corrent i la diferència de tensions entre l'entrada i la sortida de l'element bobina. Tot i això, s'ha demostrat que si la constant de temps de la bobina ( $\tau = \frac{L}{R_L}$ ) és molt inferior a la constant de temps del condensador ( $\tau = R \cdot C$ ), aquesta realimentació es pot obviar, tractant-la com una simple pertorbació. Per tant, podria ser eliminada del diagrama de blocs sense cap problema.

Si no s'obviés la realimentació a l'entrada del bloc bobina, l'esquema de blocs seria com el que es mostra a la Figura G.5.


**Figura G.5:** Diagrama de blocs del llac de corrent (considerant la realimentació  $V_o$ )

Finalment, a partir del diagrama de blocs de la Figura G.4 s'extreu la funció de transferència de llac tancat.

$$FT_I = \frac{I_L}{I_L^*} = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{2V_i}{r_t} \frac{1}{Ls + R_L}}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{2V_i}{r_t} \frac{1}{Ls + R_L}} = \frac{\frac{2(K_p \cdot s + K_i)V_i}{Lr_t}}{s^2 + \frac{r_t R_L + 2V_i K_p}{Lr_t} \cdot s + \frac{2V_i K_i}{Lr_t}} \quad (G.5)$$

Per fer la imposició de pols, cal primer obtenir els pols desitjats per complir les especificacions dinàmiques. La forma del denominador desitjat serà la del denominador de la funció de transferència característica dels sistemes de segon ordre:

$$denominador = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (G.6)$$

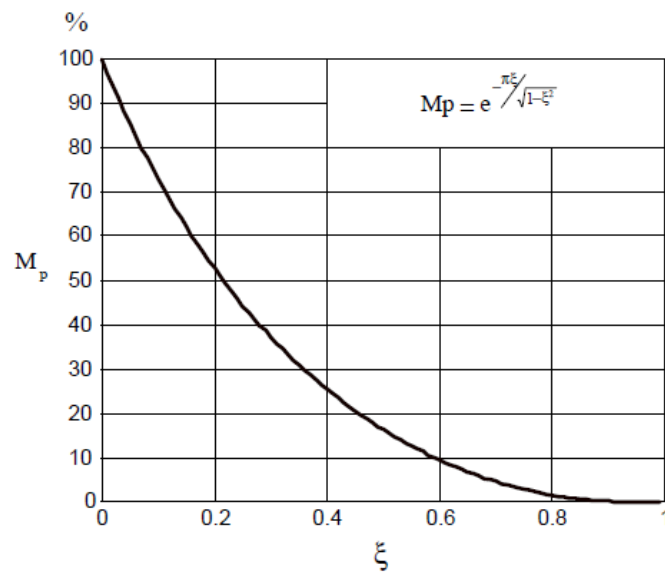
A fi de conèixer el valor dels paràmetres  $\zeta$  i  $\omega_n$ , s'usaran les equacions següents:

$$M_p = e^{\frac{-\sigma\pi}{\omega_d}} = e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (G.7)$$

$$t_s(\text{error} = 2\%) = \frac{4}{\zeta\omega_n} = \frac{4}{\sigma} \quad (\text{G.8})$$

les quals serveixen per calcular el sobrepic i el temps d'establiment amb un 2% d'error, respectivament.

A partir de la gràfica de la Figura G.6, s'observa que per obtenir un valor màxim de sobrepic del 20 %, el coeficient d'esmoreïment del sistema ha de ser d'aproximadament  $\zeta = 0,5$ . Respecte a l'equació G.8, s'imposa un temps d'establiment de  $100 \mu s$  ( $0,0001s$ ) per obtenir un valor de la freqüència natural de  $\omega_n = 80000 \text{ rad/s}$ .



**Figura G.6:** Gràfic que relaciona  $M_p$  amb el coeficient d'amortiment

Finalment, es resol el sistema de dos equacions amb dues incògnites ( $K_p$  i  $K_i$ ), obtenint com a resultat:

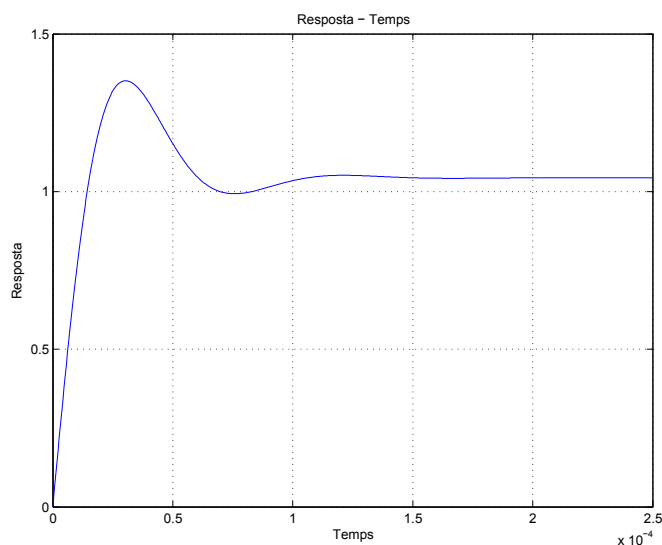
$$K_{p,I} = 0,3 \quad K_{i,I} = 173,6 \quad (\text{G.9})$$

Es comprova que realment la resposta davant un graó compleix la dinàmica exigida mitjançant la imposició dels pols (veure Figura G.7).

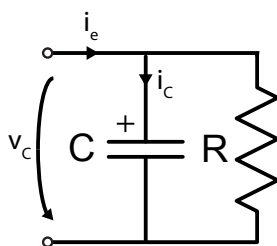
## G.2.2 Disseny del controlador del llaç de tensió

El llaç de tensió serà exterior al llaç de corrent dissenyat anteriorment, de manera que la seva dinàmica haurà de ser més lenta que la del llaç intern.

L'element més important del llaç de tensió és el conjunt condensador-càrrega en paral·lel de la sortida. Els passos per extreure la funció de transferència del bloc condensador-càrrega es mostren a continuació.



**Figura G.7:** Comprovació de la dinàmica de la resposta pel PI de corrent calculat



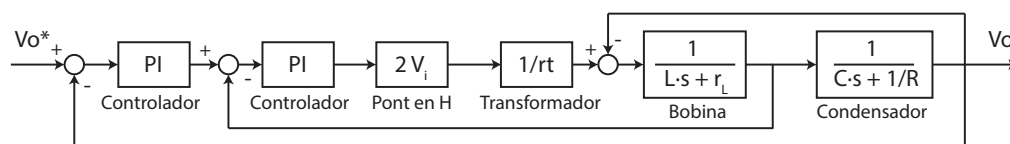
**Figura G.8:** Element condensador-càrrega com a bloc

L'equació que regeix el sistema de la Figura G.8 és:

$$I_e = C \cdot V_C \cdot s + \frac{V_C}{R} \quad (\text{G.10})$$

$$FT_{CR} = \frac{V_C}{I_e} = \frac{1}{C \cdot s + \frac{1}{R}} = \frac{R}{R \cdot C \cdot s + 1} \quad (\text{G.11})$$

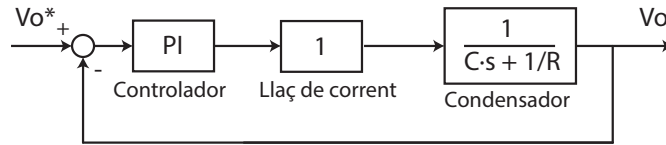
Estrictament, el diagrama de blocs del sistema complet format pel doble llaç de control seria el que es mostra a la Figura G.9.



**Figura G.9:** Diagrama de blocs del llaç de corrent i tensió

A partir del diagrama de blocs de la Figura G.9 s'extreu la funció de transferència de llac tancat.

No obstant, en el diagrama de blocs mostrat anteriorment es poden simplificar algunes parts. Una de les suposicions que es poden fer és que el llac de corrent és molt més ràpid que el llac de tensió. Aquesta hipòtesis permet simplificar el llac de corrent de manera que es pugui representar com un simple guany (o de manera més acurada, com un retard). Fruit d'això, sorgeix el diagrama de blocs que es mostra a la Figura G.10.



**Figura G.10:** Diagrama de blocs del llac de corrent i tensió (considerant la hipòtesi)

La funció de transferència d'aquest esquema de blocs és:

$$FT_V = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{R}{sRC+1}}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \frac{R}{sRC+1}} = \frac{\frac{K_p s + K_i}{C}}{s^2 + \frac{RK_p+1}{RC} \cdot s + \frac{K_i}{C}} \quad (G.12)$$

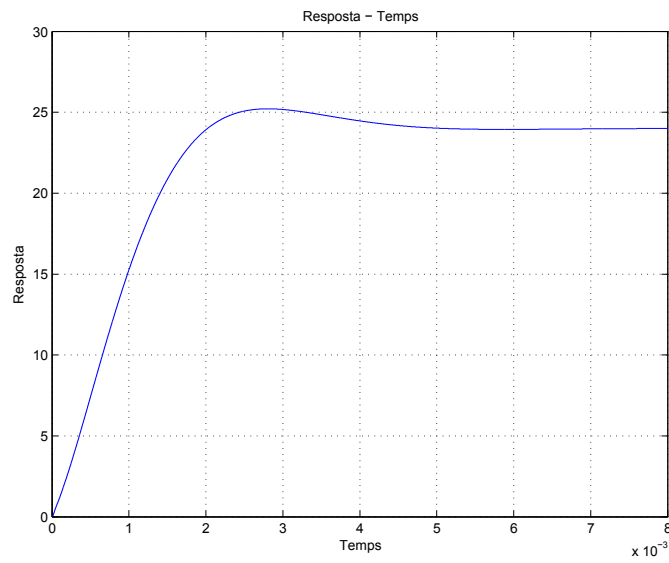
Per fer la imposició de pols, cal primer obtenir els pols desitjats per complir les especificacions dinàmiques. De forma anàloga al llac de corrent, s'aplicaran les fórmules característiques dels sistemes de segon ordre.

A partir del gràfic de la Figura G.6, s'observa que per obtenir un valor màxim de sobrepic del 20 %, el coeficient d'amortiment del sistema ha de ser  $\zeta = 0,5$ . En quan a l'equació G.8, s'imposa un temps d'establiment de  $100 \mu s$  ( $0,0001s$ ) per obtenir un valor de la freqüència natural de  $\omega_n = 80000 \text{ rad/s}$ .

Finalment, es resol el sistema de dues equacions amb dues incògnites ( $K_p$  i  $K_i$ ), obtenint com a resultat:

$$K_{p,V} = 0,01 \quad K_{i,V} = 143,2 \quad (G.13)$$

Es comprova que realment la resposta davant un graó compleix la dinàmica exigida mitjançant la imposició dels pols (veure Figura G.11).



**Figura G.11:** Comprovació de la dinàmica de la resposta pel PI de tensió calculat



## Annex H

# Esquemes de les PCB

En aquest capítol es mostraran els esquemes elèctrics i plànols corresponen a les plaques de circuit imprès que formen la font prototip.

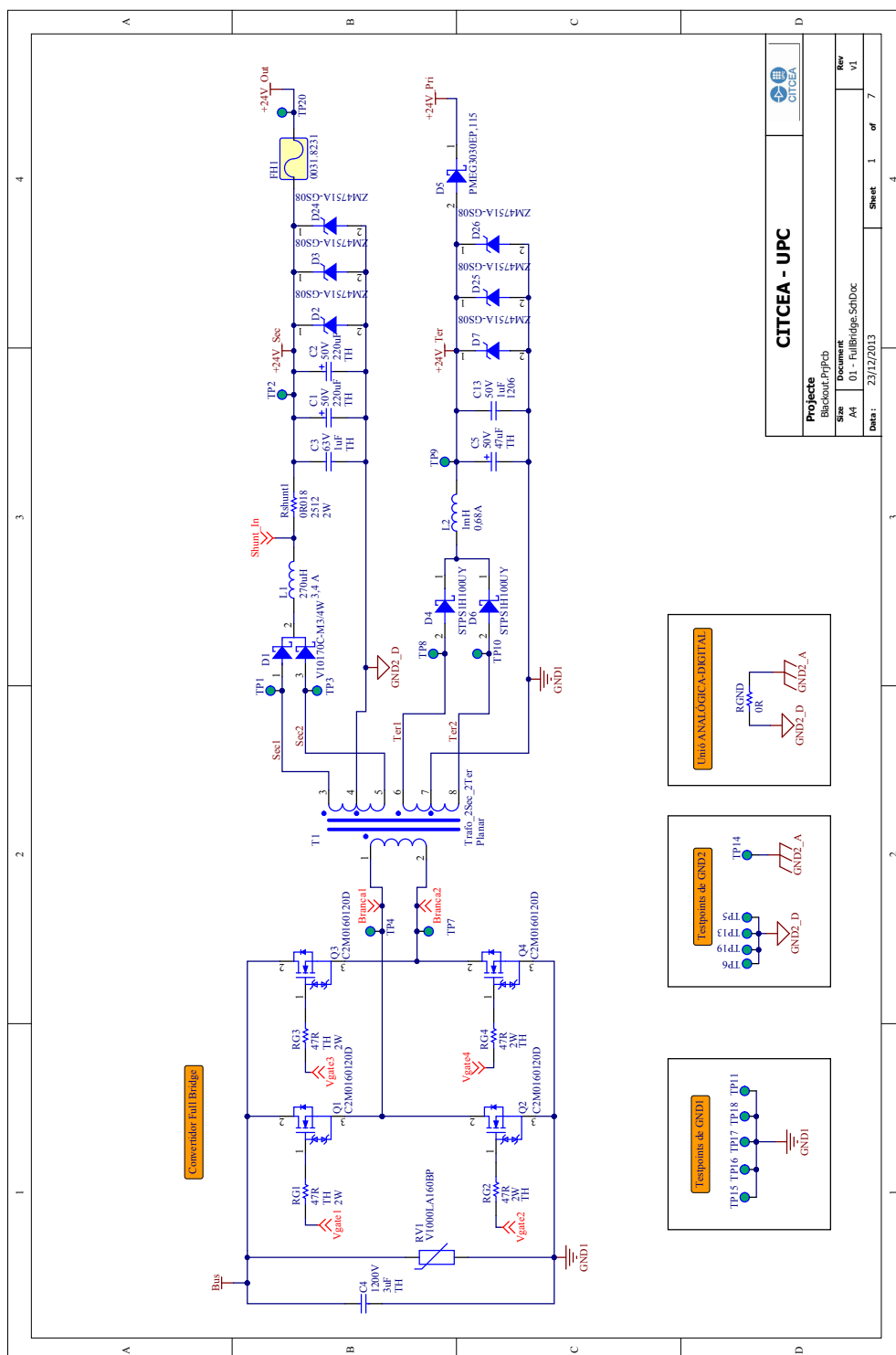


Figura H.1: Esquema elèctric del convertidor *Full Bridge*

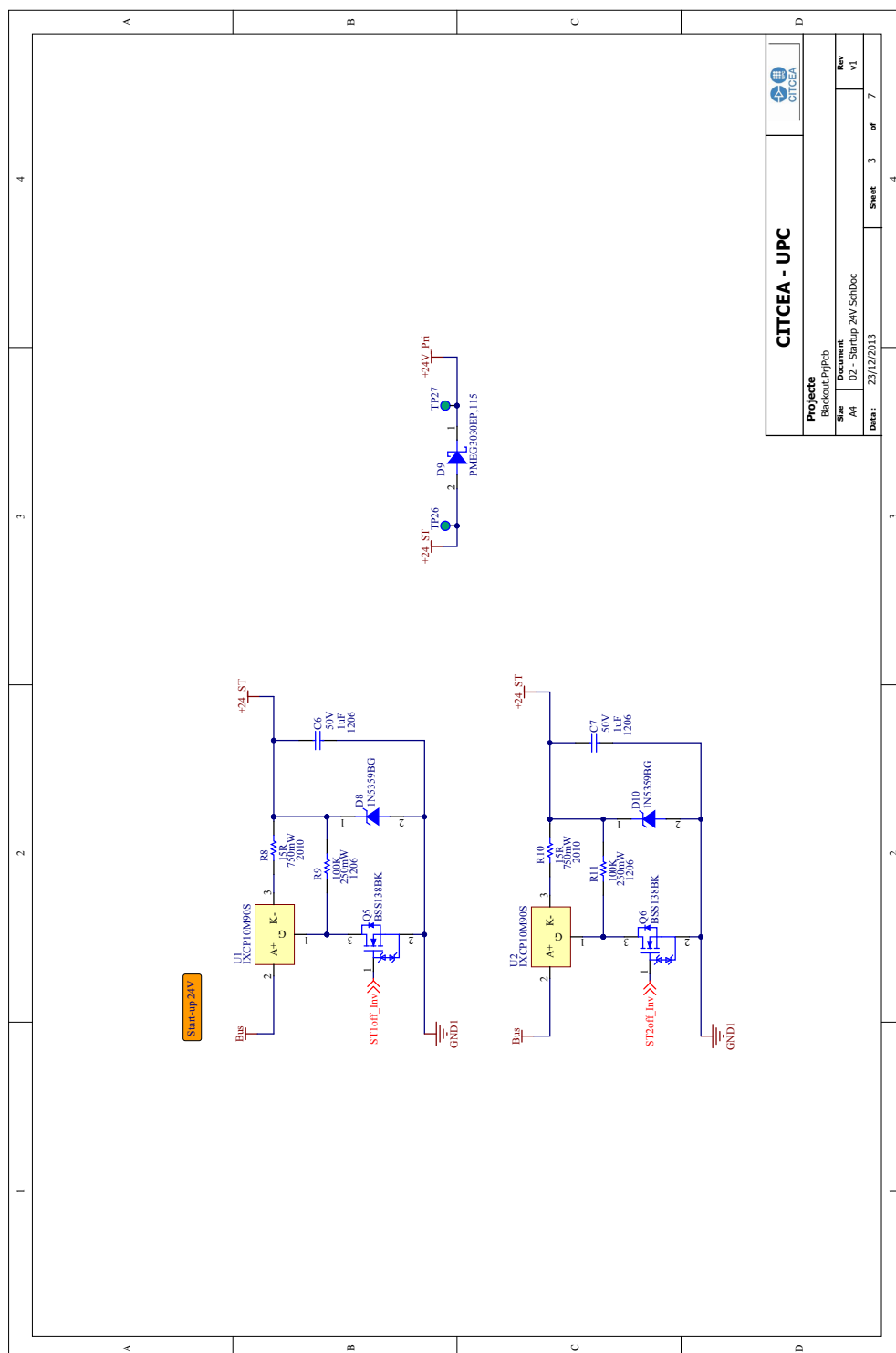
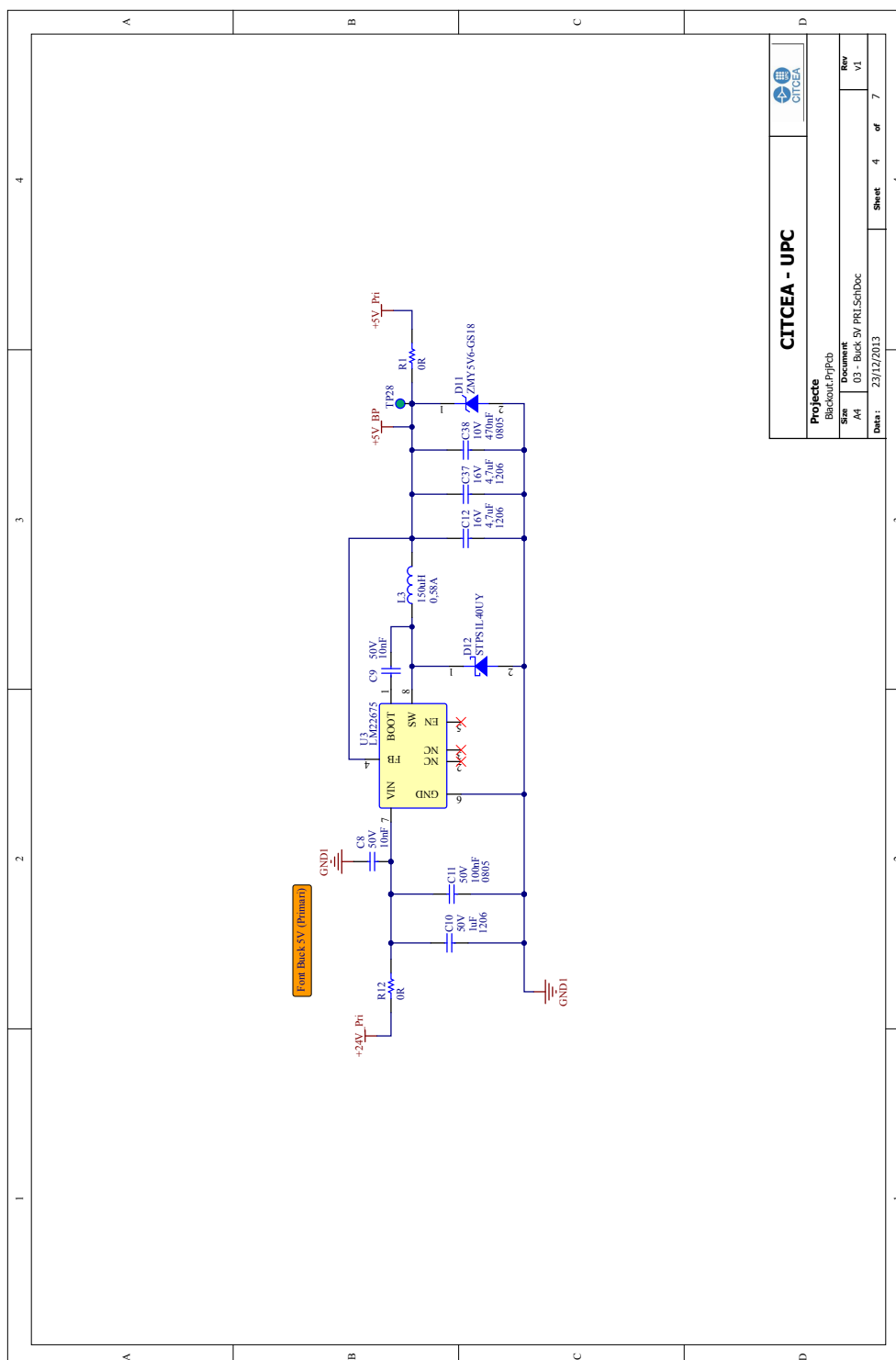
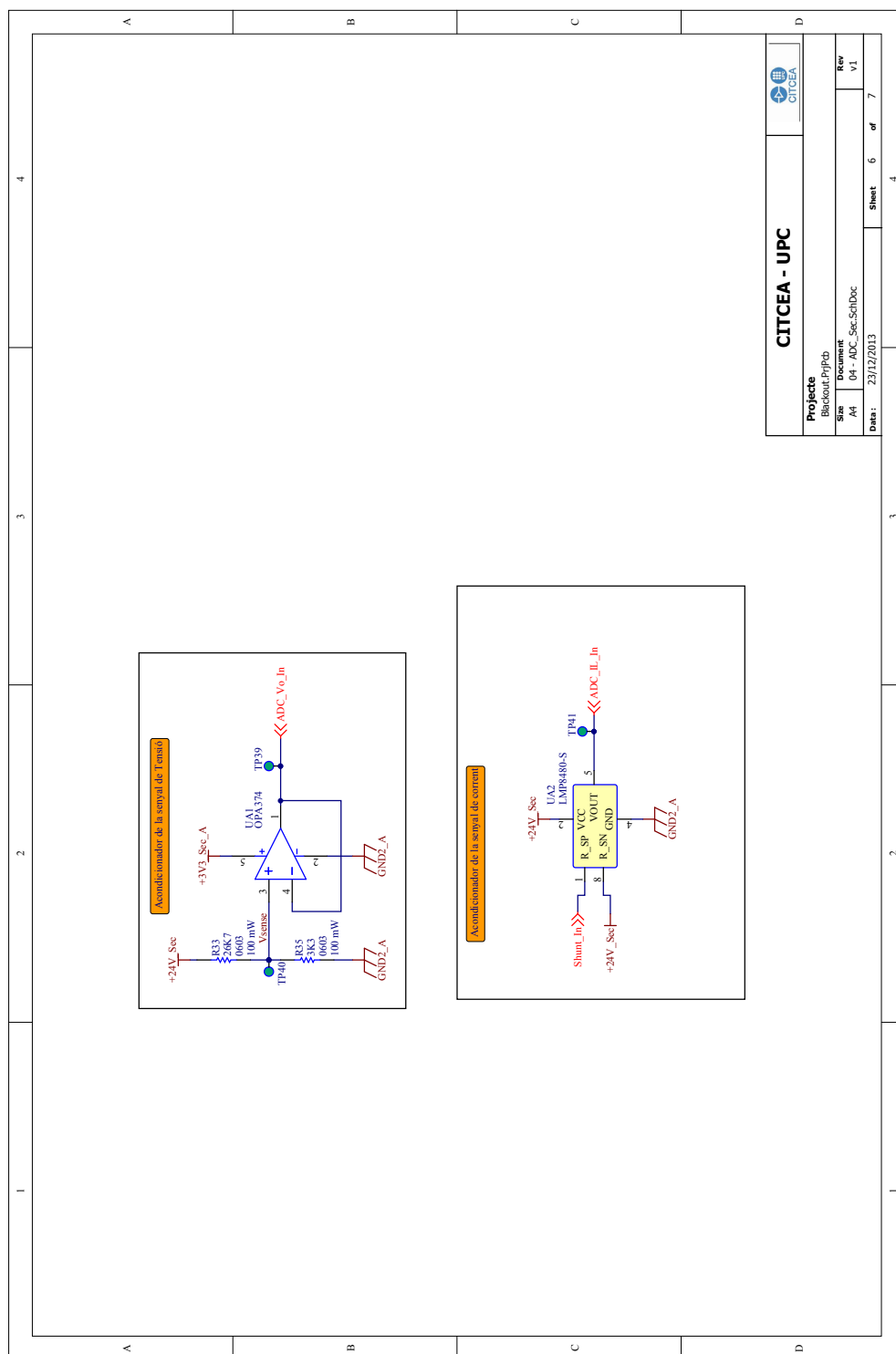


Figura H.2: Esquema elèctric del circuit d'arrencada



**Figura H.3:** Esquema elèctric de la font d'alimentació de 5 V de la banda d'entrada.



**Figura H.4:** Esquema elèctric dels condicionadors de senyal de les lectures dels sensors

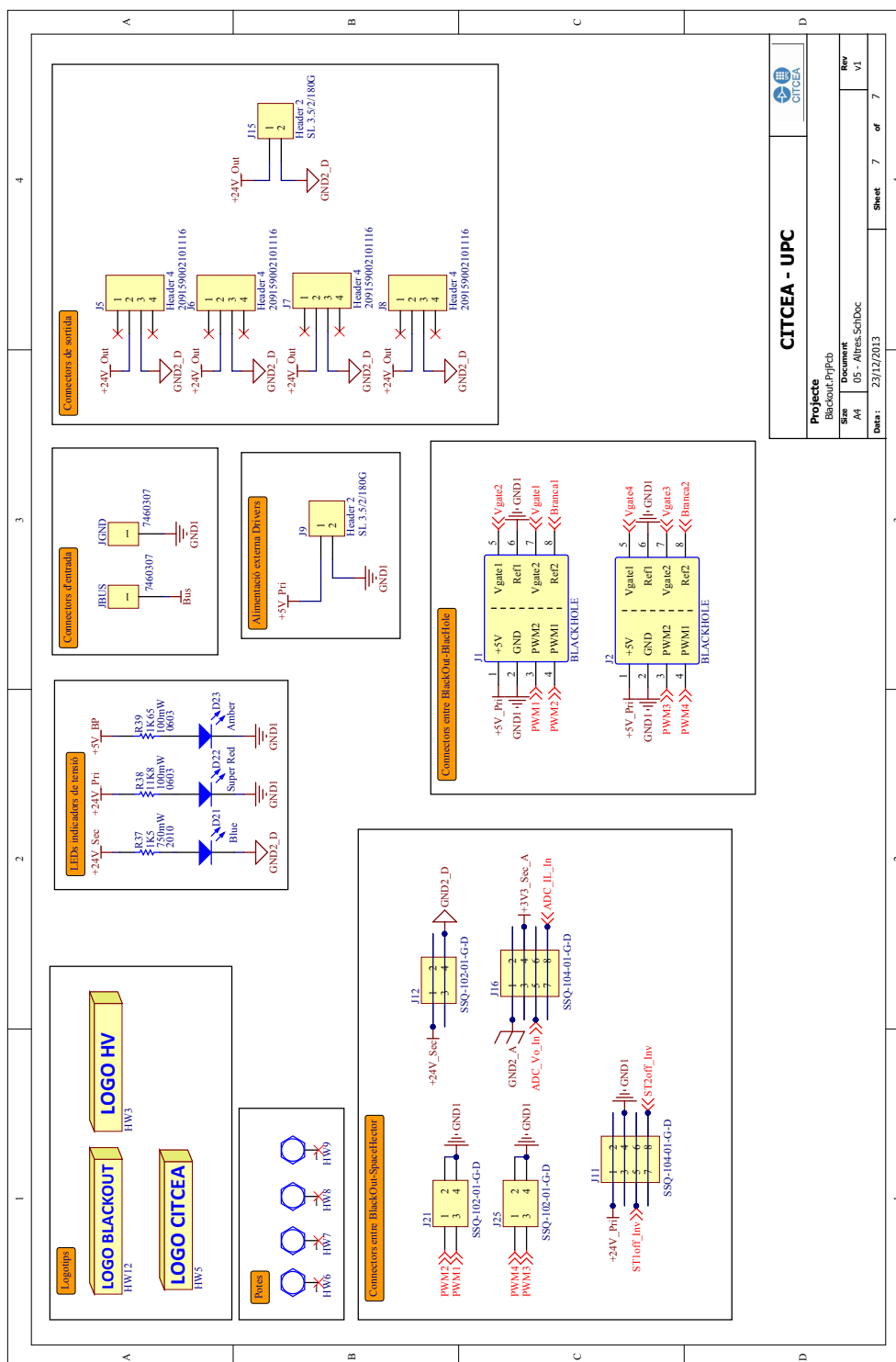


Figura H.5: Esquema elèctric dels connectors i altres accessoris de la PCB *BlackOut*

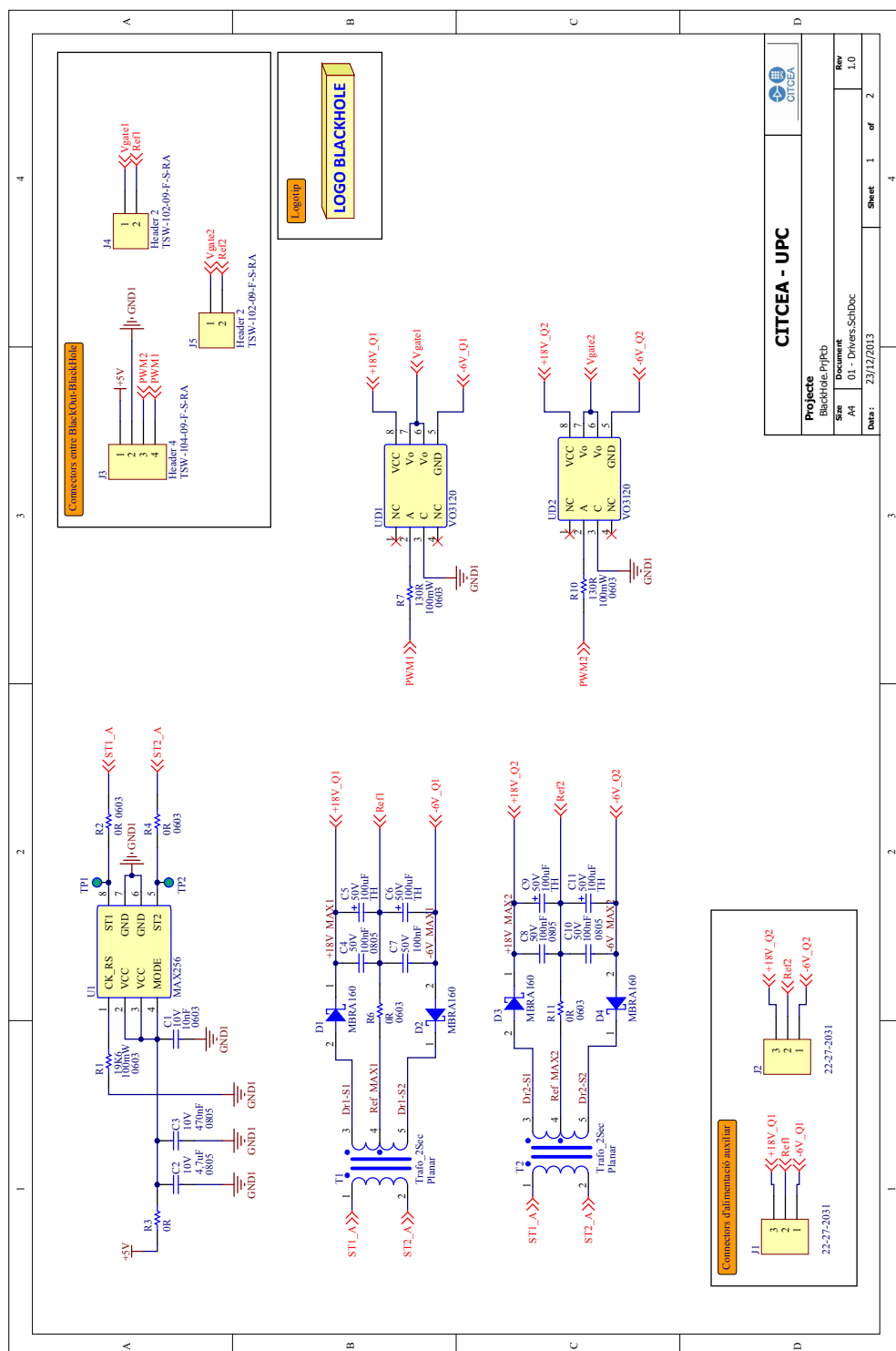
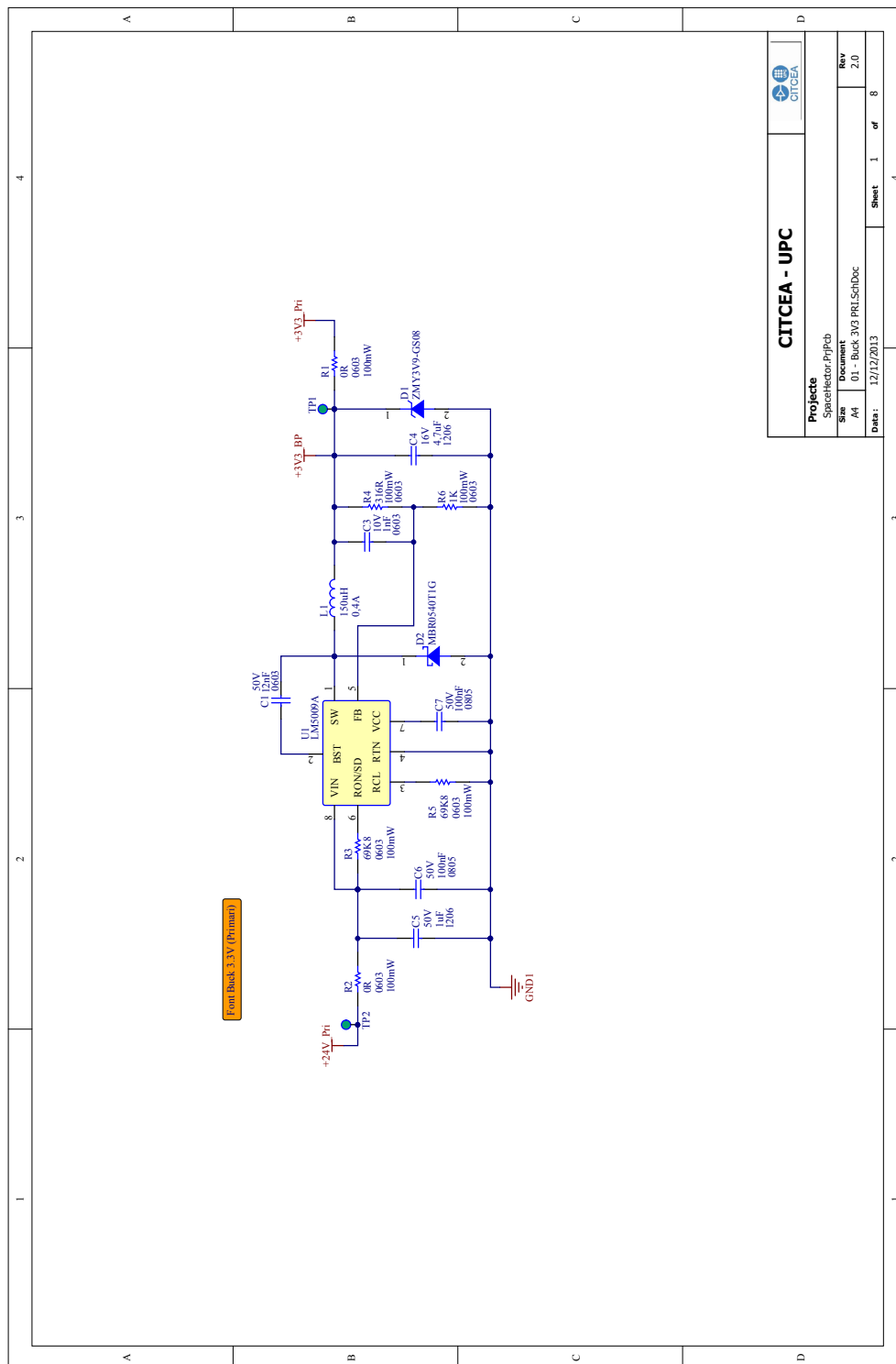
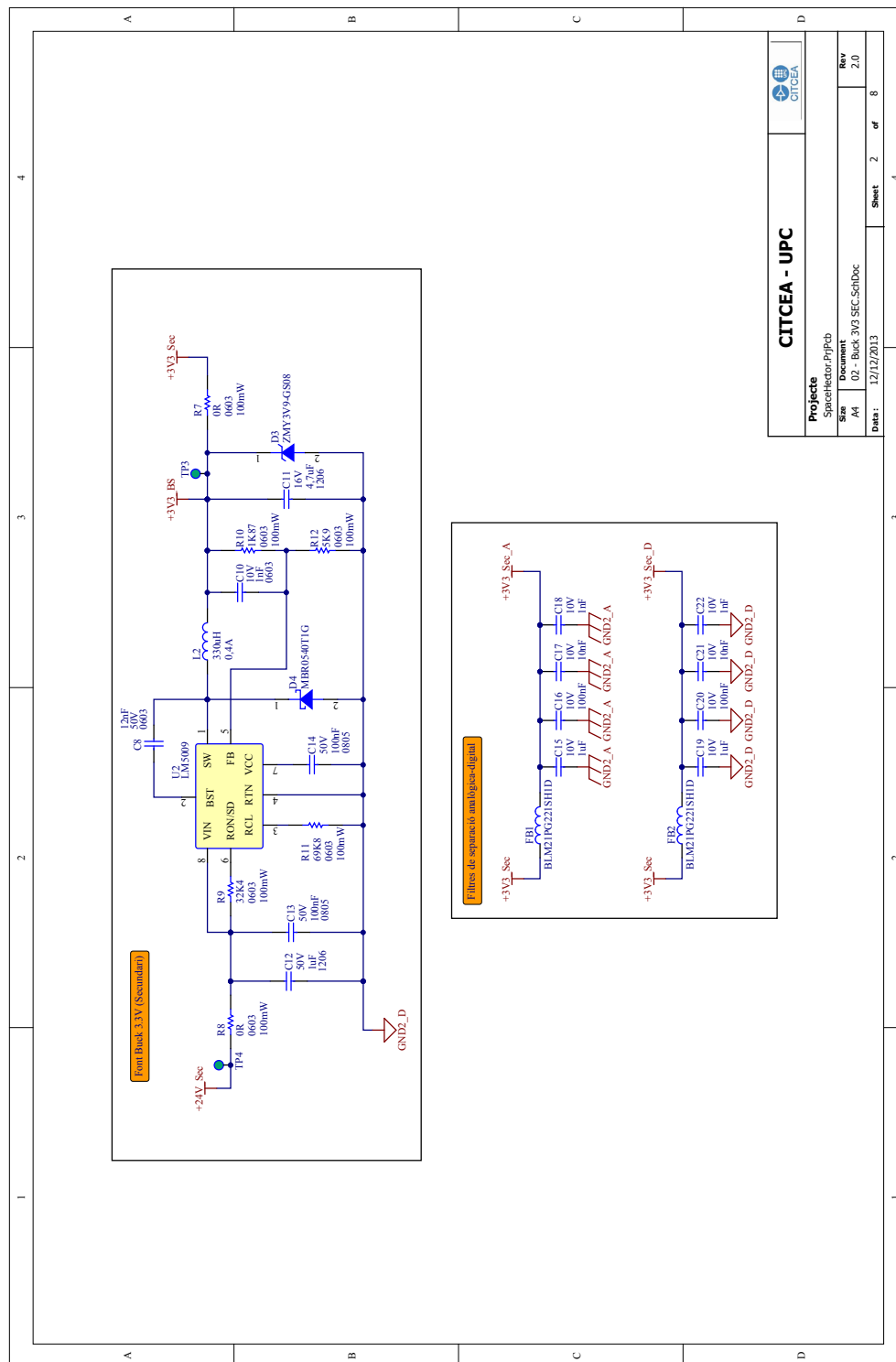


Figura H.6: Esquema elèctric del circuit de drivers de la PCB BlackHole



**Figura H.7:** Esquema elèctric de la font d'alimentació de 3,3 V de la banda d'entrada de la PCB *SpaceHector*





**Figura H.8:** Esquema elèctric de la font d'alimentació de 3,3 V de la banda de sortida de la PCB *SpaceHector*



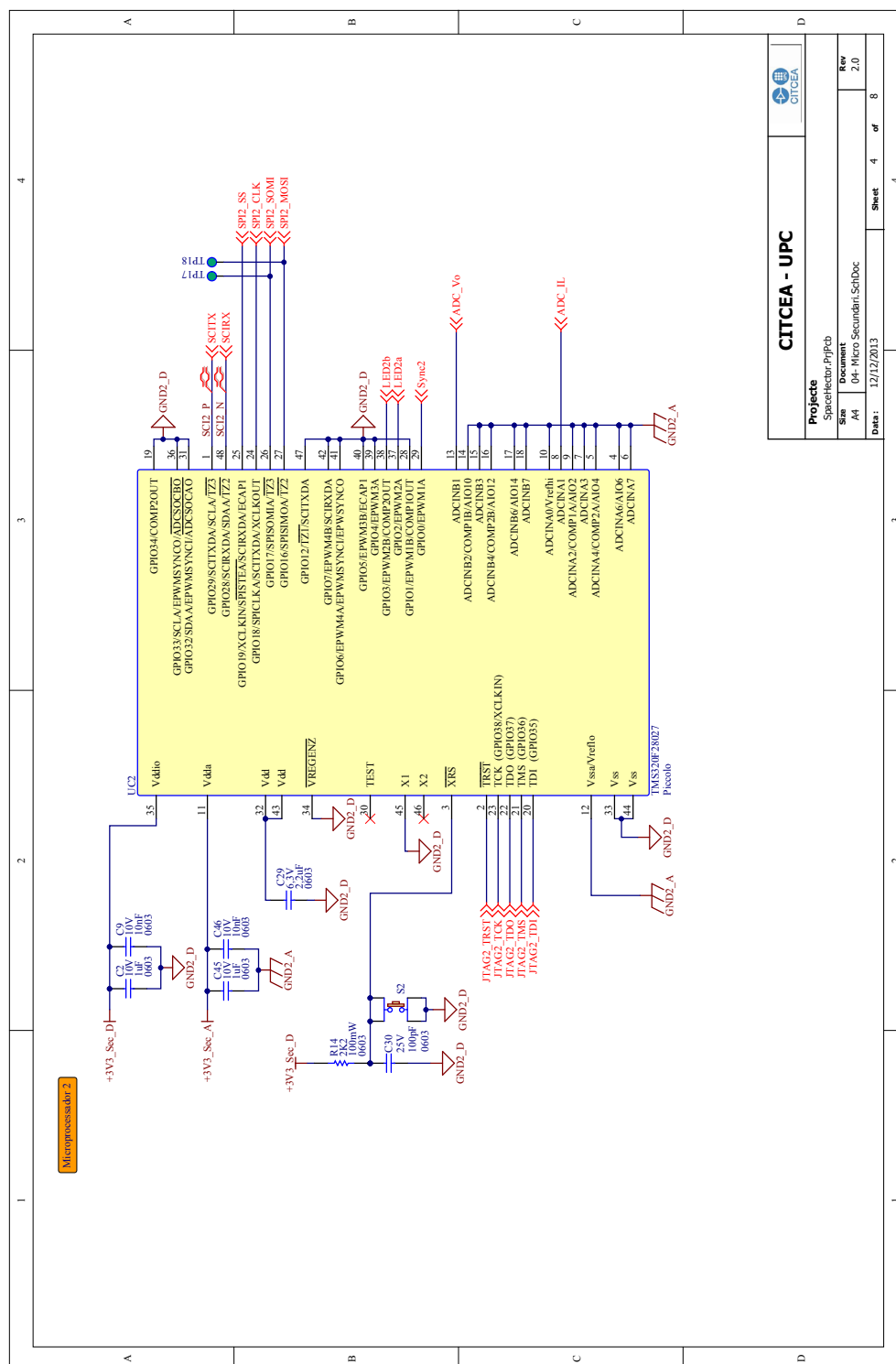
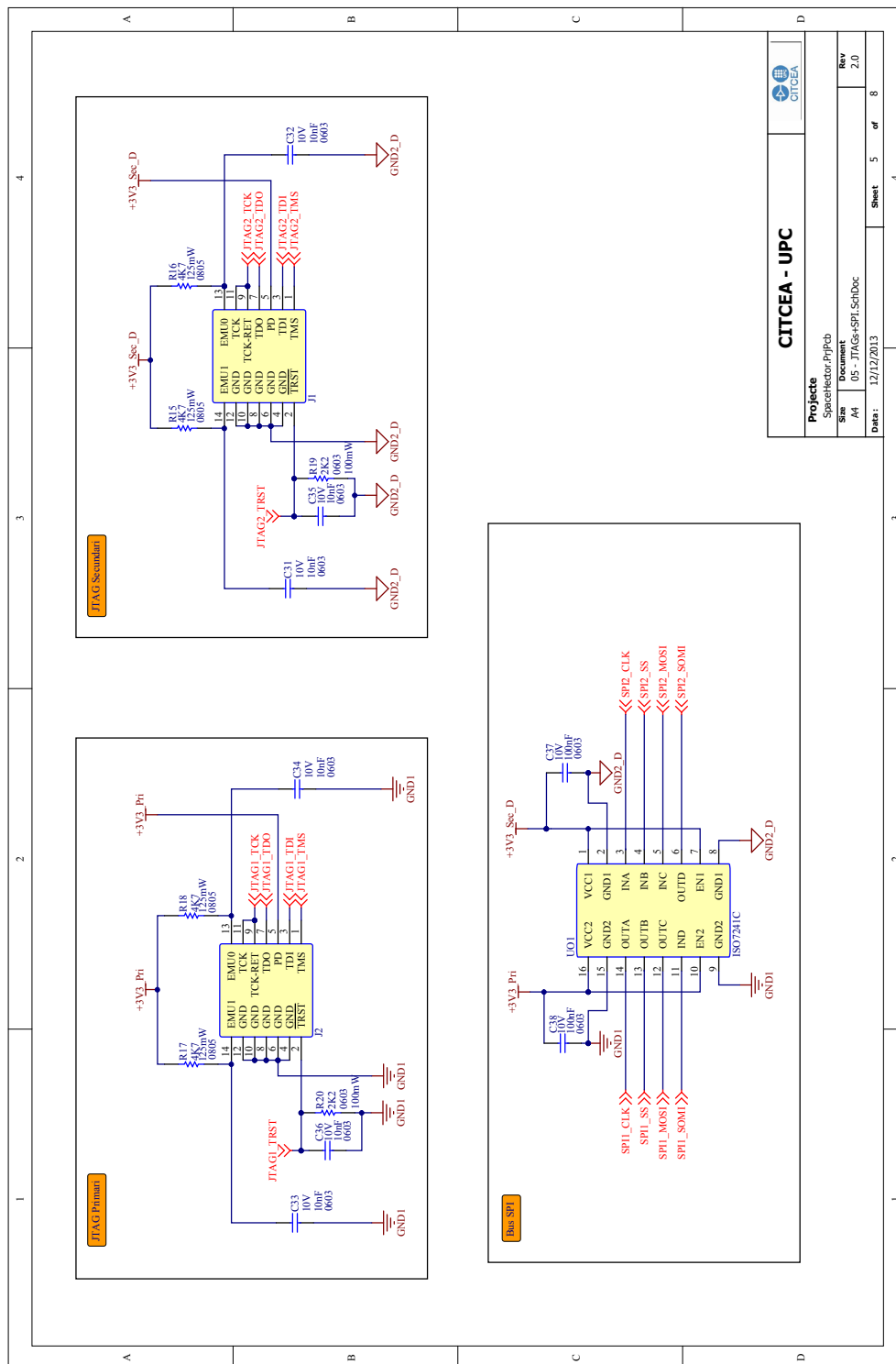
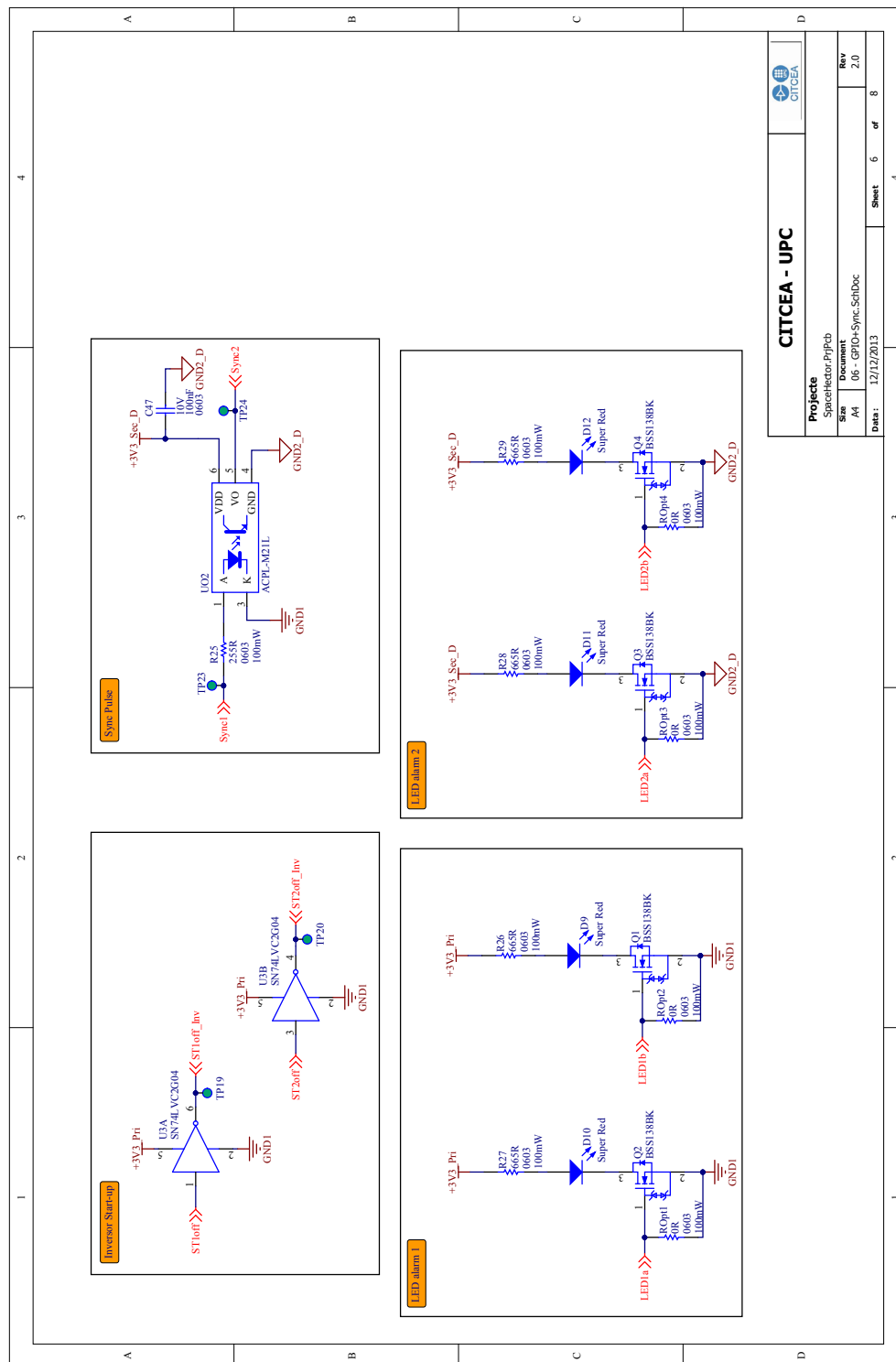


Figura H.10: Esquema elèctric del microcontrolador de la banda de sortida



**Figura H.11:** Esquema elèctric dels JTAGs dels microcontroladors i de l'aïllament del bus SPI



**Figura H.12:** Esquema elèctric dels LEDs d'alarma i altres perifèrics auxiliars de la PCB *SpaceHector*

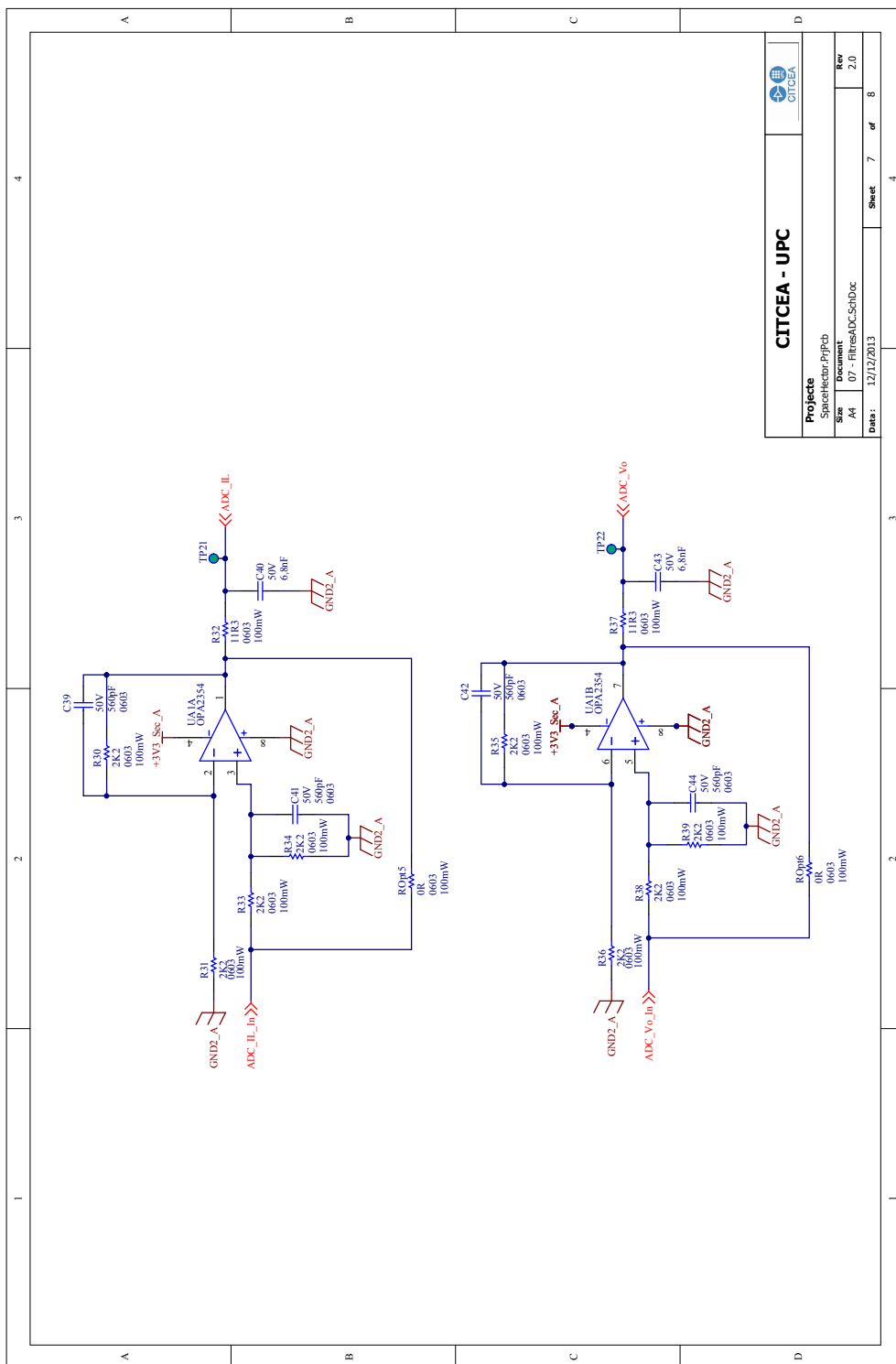
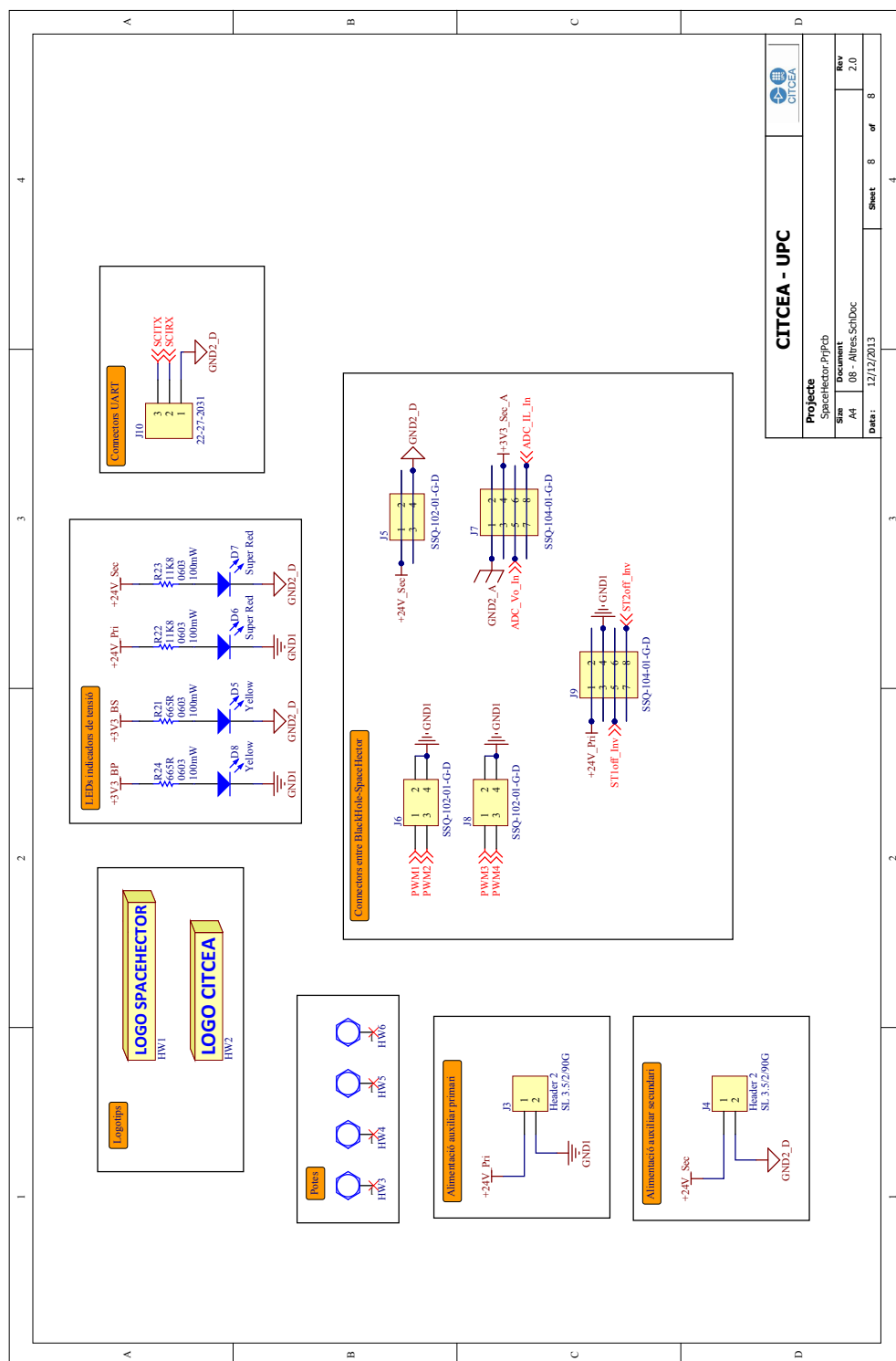


Figura H.13: Esquema elèctric dels filtres de les entrades ADC



**Figura H.14:** Esquema elèctric dels connectors i altres accessoris de la PCB *Space-Hector*